



Facultad de
Ingeniería
Universidad Nacional de Mar del Plata

Trabajo Final de Grado De Ingeniería Electrónica

Red inalámbrica de sensores para seguimiento de cultivo de un invernadero

Desarrolladores

- Perea, Iñaki
- Tappi, Lucio

Directores de Proyecto Final

- Msc. Ing. González, Esteban
- Dr. Ing. Uriz, Alejandro



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Agradecimientos

A los directores del Trabajo Final, Alejandro Uriz y Esteban González, por brindarnos soporte y su apoyo constante durante la realización del trabajo. Han estado desde el primer hasta el último día a nuestro lado para ayudarnos a alcanzar el objetivo.

Al titular de la asignatura “Trabajo Final”, Gustavo Uicich, por su asesoramiento durante el desarrollo del trabajo. Por su buena predisposición al hacerlo y por incentivarnos a mejorar el diseño del sistema e ir un paso más de lo propuesto.

A los integrantes el Laboratorio de Comunicaciones (LAC), por habernos abierto las puertas del laboratorio y recibido siempre con buena predisposición y compañerismo.

A nuestras familias, novias y amigos, por acompañarnos desde el comienzo de nuestros estudios hasta la finalización del Trabajo Final y ser el sostén emocional durante todos los años de la carrera. Sin su apoyo el trayecto hubiese sido más difícil.

A los compañeros y amigos (y hoy colegas) que conocimos durante los años del trayecto universitario. Nos han ayudado mucho en el transcurso de la carrera y sin duda han facilitado el camino para poder finalizar nuestros estudios.

Índice

1. Introducción	1
1.1 Marco contextual	1
1.2 Objetivos y Alcance	1
1.3 Especificaciones del cliente	2
2. Desarrollo	3
2.1 Principio de funcionamiento de los sistemas	3
2.2 Definición de componentes principales.....	10
2.2.1 Comunicación inalámbrica	10
2.2.2 Sensores.....	18
2.2.2.1 DS18B20	18
2.2.2.2 DHT22.....	21
2.2.2.3 Sensor humedad suelo resistivo.....	22
2.2.2.4 Sensor de UV SI1145	25
2.2.2.7 Sensor de UV ML8511	25
2.2.2.8 Sensor de luz BH1750.....	29
2.2.3 Microcontrolador	32
2.2.4 Pantalla de interfaz con el usuario	38
2.2.5 Almacenamiento y extracción de datos.....	41
2.2.6 Alimentación	44
2.2.7 Conversor USB a TTL.....	46
2.3 Diseño de Luxómetro	47
2.3.1 Diseño de <i>hardware</i> prototipo I	47
2.3.2 Diseño de <i>Software</i> prototipo I	54
2.3.3 Implementación prototipo I	55
2.3.4 Pruebas y resultados prototipo I.....	57
2.3.5 Diseño de <i>hardware</i> prototipo II	57
2.3.6 Diseño de <i>Software</i> prototipo II	67
2.3.7 Implementación prototipo II	68
2.3.8 Pruebas y resultados prototipo II.....	72
2.4 Diseño de Unidad Central.....	82

2.4.1	Diseño de <i>Hardware</i>	82
2.4.1.1	Alimentación Unidad Central	82
2.4.1.2	Comunicación e interfaz con usuario	125
2.4.2	Diseño de <i>Software</i>	139
2.4.2.1	Configuración de Xbee Unidad Central.....	139
2.4.2.2	Tramas API de comunicación Xbee-microcontrolador	142
2.4.2.3	Flujograma de procesos	149
2.4.3	Implementación de Unidad Central	154
2.4.4	Pruebas y Resultados de Unidad Central.....	166
2.5	Diseño de Nodos	171
2.5.1	Diseño de <i>Hardware</i>	171
2.5.1.1	Alimentación.....	171
2.5.1.2	Sensado y transmisión	175
2.5.2	Diseño de <i>Software</i>	179
2.5.2.1	Configuración de Xbee Nodo.....	179
2.5.2.2	Flujograma de procesos	184
2.5.3	Adaptabilidad de placa a Unidad Central	186
2.5.4	Implementación de Nodo	187
2.5.5	Pruebas y Resultados de Nodo.....	193
3.	Conclusiones	196
4.	Mejoras futuras	197
5.	Bibliografía y referencias.....	199
6.	Apéndices	199
6.1	Protocolo <i>1-wire</i>	200
6.2	Protocolo <i>1-wire</i> para DHT22	202
6.3	Protocolo I2C.....	203
6.4	Obtención de la fórmula de la tensión de salida del ML8511	204

Índice de Figuras

Figura 1: Diagrama en bloques de Nodo.....	4
Figura 2: Diagrama en bloques Unidad Central.	5
Figura 3: Red <i>Zigbee</i> propuesta.....	8
Figura 4: Diagrama en bloques de luxómetro.....	9
Figura 5: Capas del estándar <i>Zigbee</i>	12
Figura 6: Módulos <i>Xbee</i> del mercado.....	14
Figura 7: <i>Xbee</i> . Formato y pinout.....	15
Figura 8: Comunicación de módulos <i>Xbee</i>	16
Figura 9: Red genérica <i>Zigbee</i> . Las letras C, E y R corresponden a dispositivos <i>Xbee</i> configurados como Coordinador, <i>End device</i> y <i>Router</i> respectivamente.....	17
Figura 10: Sensor DS18B20.	19
Figura 11: Especificaciones del DS18B20.....	20
Figura 12: Curva de error del sensor DS18B20.	20
Figura 13: Diagrama en bloques del sensor DS18B20.....	21
Figura 14: Pinout de DHT22.....	22
Figura 15: Sensor de humedad en el suelo.....	23
Figura 16: Circuito del sensor de humedad.....	24
Figura 17: Sensor SI1145	25
Figura 18: Sensor ML8511.....	26
Figura 19: Composición interna del ML8511.....	27
Figura 20: Relación entre tensión de solda e intensidad UV de sensor ML8511.....	28
Figura 21: Respuesta espectral del ML8511.....	29
Figura 22: Módulo con sensor BH1750.....	30
Figura 23: Respuesta espectral del sensor BH1750.	31
Figura 24: Respuesta espectral del sensor BH1750.	32
Figura 25: Pinout del microcontrolador Atmega328P-PU.....	34
Figura 26: Placa Arduino Nano	35
Figura 27: Pines de la placa Arduino Nano.....	36
Figura 28: Comparativa de placas Arduino.....	37
Figura 29: Pinout Arduino Mega 2560.....	38
Figura 30: Display 12864B.....	39
Figura 31: Pantalla táctil.....	40
Figura 32: Módulo DS3231.....	42
Figura 33: Pinout de 24LC512.....	43
Figura 34: Módulo microSD	44
Figura 35: Conversor USB a TTL genérico.....	46
Figura 36: Circuito del prototipo I del luxómetro separado en etapas.....	48
Figura 37: Efecto rebote genérico	53
Figura 38: Rebote del pulsador en el luxómetro.....	54
Figura 39: Flujograma de luxómetro prototipo I.....	55
Figura 40: PCB del luxómetro prototipo I.....	56
Figura 41: Diagrama circuital del prototipo II del luxómetro.....	58
Figura 42: Circuito anti rebote para el prototipo II del luxómetro.....	60
Figura 43: Curva de histéresis de compuerta Schmitt Trigger.....	61

Figura 44: Flujo de corriente en el circuito anti rebote con compuerta Trigger Schmitt para el caso del botón pulsado.	61
Figura 45: Flujo de corriente en el circuito anti rebote con compuerta Trigger Schmitt para el caso del botón sin pulsar.....	62
Figura 46: Voltaje de drop-out vs corriente de salida del MCP1702.	65
Figura 47: PCB del prototipo II del luxómetro.	68
Figura 48: Placa finalizada del prototipo II del luxómetro (vista superior).	69
Figura 49: Placa finalizada del prototipo II del luxómetro (vista Inferior).....	70
Figura 50: Producto final del segundo prototipo de luxómetro.....	71
Figura 51: Carga del capacitor anti rebote del prototipo II del luxómetro.....	72
Figura 52: Descarga del capacitor anti rebote.....	73
Figura 53: Señal de capacitor anti rebote (gráfica superior) y salida de compuerta Trigger Schmitt (gráfica inferior).....	73
Figura 54: Señal de capacitor de anti rebote y salida de compuerta Trigger Schmitt superpuestas.....	74
Figura 55: Superposición de capacitor de anti rebote con salida de compuerta Trigger Schmitt ampliada para mayor detalle.....	74
Figura 56: Luxómetro funcionando.....	75
Figura 57: Medidor de luz LX1330B.....	76
Figura 58: Comparativa del luxómetro con el LX1330B sin utilizar el vidrio.....	77
Figura 59: Comparativa del luxómetro con el LX1330B utilizando el vidrio protector.....	77
Figura 60: Sensibilidad espectral del instrumento LX1330B.....	78
Figura 61: Respuesta espectral del sensor BH1750.....	78
Figura 62: Curva de error vs medición con vidrio.....	80
Figura 63: Primeros valores en la curva de error vs medición con vidrio.....	80
Figura 64: Curva de error para mediciones hasta 5000 lx.....	81
Figura 65: Curva de error para mediciones por encima de 5000 lx.....	81
Figura 66: Descarga de batería para distintas corrientes.....	84
Figura 67: Circuito medidor de corriente.....	85
Figura 68: Circuito medidor de descarga de batería.....	86
Figura 69: Curva de descarga de la batería.....	89
Figura 70: Diagrama en bloques de etapa de carga de batería de la Unidad Central.....	90
Figura 71: Esquemático de etapa de alimentación de Unidad Central (1/2).....	92
Figura 72: Esquemático de etapa de alimentación de Unidad Central (2/2).....	93
Figura 73: Circuito conversor de 220Vac a tensión de continua.....	95
Figura 74: Efecto de puente rectificador de diodos.....	96
Figura 75: Efecto del capacitor filtrado sobre la onda rectificada.....	97
Figura 76: Tensión de salida del capacitor (azul), corriente pico de arranque y corriente pico repetitiva (roja) de los diodos de rectificación.....	98
Figura 77: Convertidor tipo <i>Buck</i>	100
Figura 78: Diagrama temporal de operación de un convertidor Buck. De arriba abajo: Señal de control de pulsos, corriente de inductor y tensión de salida.....	100
Figura 79: Eficiencia del integrado en función de la tensión de entrada y corriente de carga.....	101
Figura 80: Pinout del LM2596S-ADJ.....	102
Figura 81: Ejemplo de diseño de convertidor <i>Buck</i> basado en LM2596S-ADJ.....	103
Figura 82: Convertidor <i>Buck</i> para cargador de batería.....	105
Figura 83: Diagrama en bloques LM2596.....	106
Figura 84: Circuito limitador de corriente para regulador Buck.....	107
Figura 85: Activador de regulador.....	109
Figura 86: Función del circuito de control de nivel de batería.....	111

Figura 87: Circuito de control de nivel de batería.	113
Figura 88: Circuito de control de tensión de batería dividido en cuatro zonas.	115
Figura 89: Comparador con histéresis.	118
Figura 90: Simulación de circuito de retardo de activación de Unidad Central.	122
Figura 91: Conexión del regulador LDO MCP1702-5V U6 para Unidad Central.	123
Figura 92: Conexión de regulador LDO MCP1702-3.3V.	124
Figura 93: Conexión del regulador LDO MCP1702-5V U14 para Unidad Central.	125
Figura 94: Conexión de microcontrolador para Unidad Central.	127
Figura 95: Conexiones de Xbee para la Unidad Central.	130
Figura 96: Conexión de Placa Arduino Mega, pantalla y componentes relacionados para Unidad Central.	133
Figura 97: Interconexión de PCB con resto de componentes de Unidad Central.	135
Figura 98: Pantalla principal del sistema.	136
Figura 99: Pantalla de Nodo.	137
Figura 100: Mensaje de error al querer extraer datos con la tarjeta SD.	138
Figura 101: Mensaje de aviso al usuario respecto a la transferencia de datos a la SD.	138
Figura 102: Mensaje de aviso de finalización de transferencia de datos.	139
Figura 103: XCTU.	140
Figura 104: Trama API de un módulo Xbee.	142
Figura 105: Trama API de Zigbee Transmit Request.	144
Figura 106: Trama API de <i>Zigbee Transmit Status</i>	147
Figura 107: <i>Zigbee Receive Packet</i>	148
Figura 108: Comunicación general de módulos Xbee entre ellos y con un microcontrolador.	149
.....	
Figura 109: Flujograma de microcontrolador Atmega328p para la Unidad Central.	151
Figura 110: Flujograma de Arduino Mega en la Unidad Central.	153
Figura 111: PCB de Unidad Central con plano de masa de capa superior.	155
Figura 112: PCB de Unidad Central con plano de masa de capa inferior.	156
Figura 113: PCB de Unidad Central sin planos de masa.	157
Figura 114: Conexión de LM358N.	159
Figura 115: Conexión de CD4001.	160
Figura 116: Encapsulado y conexión de MOSFET Canal P IRF9540.	161
Figura 117: Conexión de BC848B.	161
Figura 118: Conexión de LM385Z-2,5. Vista inferior del integrado.	162
Figura 119: Placa montada de Unidad Central.	163
Figura 120: Gabinete de Unidad Central.	164
Figura 121: Interior de Gabinete Unidad Central.	165
Figura 122: Conector Molex.	166
Figura 123: Simulación comparador con histéresis con nuevos valores.	169
Figura 124: Función del circuito de control de nivel de batería con valores modificados.	169
.....	
Figura 125: Circuito de control de tensión de batería dividido en cuatro zonas con valores de corte modificados.	170
Figura 126: Diagrama en bloques de etapa de carga de batería del Nodo.	172
Figura 127: Circuito de alimentación para Nodo (1 de 2).	173
Figura 128: Circuito de alimentación para Nodo (2 de 2).	174
Figura 129: Conexión del microcontrolador Atmega328p para Nodo.	176
Figura 130: Proceso de encuesta desde End device (Child) a dispositivo padre (Parent).	180
.....	
Figura 131: Sleep Timer period.	181

Figura 132: Comandos SN y SP manejando los tiempos de encuesta y pin On/Sleep del Xbee para el caso de SN=1 y SN=3.....	183
Figura 133: Flujograma de Nodo.....	185
Figura 134: PCB de Nodo con plano de masa de capa superior.	188
Figura 135: PCB de Nodo con plano de masa de capa inferior.	189
Figura 136: PCB de Nodo sin planos de masa.	190
Figura 137: Placa de Nodo impresa. Capa superior.....	191
Figura 138: Placa de Nodo impresa. Capa inferior.....	192
Figura 139: Interior de caja de Nodo.....	193
Figura 140: Valores de sensores graficados.....	196
Figura 141: Curva Corriente vs frecuencia de reloj interno del microcontrolador Atmega328p para diferentes tensiones de operación.	198
Figura 142: Topología bus 1-wire.	200
Figura 143: Operación de <i>sensado</i> de bus con pulso <i>Reset</i>	201
Figura 144: Escribir un 0 en el bus 1-wire.	201
Figura 145: Escribir un 1 en el bus 1-wire.	201
Figura 146: Operación cíclica de protocolo 1-wire por parte del maestro.	202
Figura 147: Inicio de transmisión de datos protocolo 1-wire para DHT22.....	202
Figura 148: Envío de información de protocolo 1-wire para DHT22.	203
Figura 149: Ejemplo de esquemático con un maestro (un microcontrolador) y tres Nodos esclavos (un ADC, un DAC, y otro microcontrolador) con resistencias pull-up Rp.	204

Índice de Tablas

Tabla 1: Comparación de protocolos.....	11
Tabla 2: Características principales del modelo <i>Xbee Pro Series 2</i>	14
Tabla 3: Escala índice UV.....	49
Tabla 4: Valores tradicionales de intensidad lumínica.....	50
Tabla 5: Tabla de verdad del CD4013B.	52
Tabla 6: Comparativa de valores de intensidad de luz obtenidos en el prototipo II con y sin vidrio protector.	79
Tabla 7: Valores adquiridos por Unidad Central.....	195

Índice de Ecuaciones

Ecuación 1: Relación entre la tensión de salida del sensor ML8511 y el índice UVI.	28
Ecuación 2: Resolución del conversor del microcontrolador.	49
Ecuación 3: Descarga de capacitor para el circuito anti rebote del prototipo II del luxómetro.	63
Ecuación 4: Descarga de capacitor para el circuito anti rebote del prototipo II del luxómetro.	63
Ecuación 5: Tensión de salida de circuito medidor de corriente.	85
Ecuación 6: Relación entre R_2 y R_3	88
Ecuación 7: Tensión de <i>ripple</i> V_R	97
Ecuación 8: Relación de conversión entre tensión de entrada V_{IN} y V_o	101
Ecuación 9: Relación entre V_o , R_1 y R_2	104
Ecuación 10: Relación entre R_8 y R_{V2}	108
Ecuación 11: Relación entre R_8 y R_{V2} con potenciómetro en uno de sus extremos.	108
Ecuación 12: Máximo valor de resistencia para R_{17}	118
Ecuación 13: Relación entre R_{19} y R_{18}	118
Ecuación 14: Definición de límite superior de histéresis V_1	119
Ecuación 15: Definición de límite inferior de histéresis V_2	119
Ecuación 16: Definición de ancho de histéresis H	119
Ecuación 17: Curva de carga de capacitor de retardo C_{18}	121
Ecuación 18: Índice UV.....	205
Ecuación 19: Reemplazo de la integral de UVI.	205
Ecuación 20: Relación entre el índice UV UVI y la tensión de salida del sensor V_{out}	206

1.Introducción

El proyecto propuesto para cumplir con el requisito de Trabajo Final, correspondiente a la Carrera de grado de Ingeniería Electrónica. Éste consiste en el diseño e implementación de un sistema de medición de variables ambientales relevantes para el cultivo y crecimiento de plantas en un invernadero. El sistema consiste en un conjunto de puntos de medición (en adelante “Nodos”) distribuidos en el invernadero, cada uno dotado de sensores capaces de relevar las variables de interés, y con capacidad de movilidad y funcionamiento independiente de la red energética. Los Nodos se comunicarán de forma inalámbrica a un punto común, encargado de coordinar y dirigir la red (en adelante Unidad Central). La Unidad Central también proveerá funcionalidades de almacenamiento y extracción de los datos de los sensores.

Adicionalmente, el proyecto comprende la realización de un dispositivo portátil encargado de medir la radiación UV y la intensidad de luz que incide en el mismo. Este dispositivo (en adelante *luxómetro*), si bien es independiente al funcionamiento del conjunto Nodos-Unidad Central, funciona como complemento para relevar la totalidad de variables de interés en el invernadero.

1.1Marco contextual

El proyecto surge ante la necesidad de una empresa dedicada al cultivo y comercialización de semillas de girasol de conocer las condiciones ambientales a las que se someten las plantas en los invernaderos, con el objetivo de profundizar el estudio, seguimiento y control durante el proceso de crecimiento de las mismas.

La empresa actualmente dispone de un invernadero que se utiliza para el cultivo de pantas de girasol producto de semillas que ellos desarrollan. El invernadero no dispone de dispositivos para medir automáticamente variables como temperatura, humedad, índice UV e intensidad de luz. La única medición que se toma es la temperatura ambiente. Ésta se registra manualmente por operarios de la empresa en intervalos pactados usando de un termómetro de mercurio, por lo cual el estudio y seguimiento de las condiciones ambientales no son óptimos.

El control del cultivo depende entonces de la presencia de personal en la empresa. Esto conlleva a que no se tenga en conocimiento que sucede cuando no hay operarios controlando el invernadero, poniendo en riesgo la cosecha o resultando incompleto el relevamiento de los datos para su posterior análisis.

Es por esto que la empresa consideró que es necesario modificar la metodología del monitoreo del cultivo, con el fin de flexibilizar el control y el registro de la información, así como también aumentar la cantidad de información midiendo más variables, para conocer mejor el proceso y cómo se comporta ante cambios de las variables previamente mencionadas.

1.2 Objetivos y Alcance

El proyecto consiste como se mencionó anteriormente en el desarrollo de un sistema que permita censar las variables relevantes del invernadero, almacenarlas y extraerlas para su posterior análisis.

El proyecto comprende no sólo la realización satisfactoria del sistema en cuanto a sus funcionalidades, sino también la finalización del mismo como un producto.

El alcance académico del proyecto en el marco del vínculo con el cliente es la puesta en marcha de por lo menos dos Nodos, la Unidad Central y el luxómetro. Se deben verificar el correcto funcionamiento de todas las etapas de los sistemas mediante la realización de pruebas y mediciones que así lo demuestren. También se debe asegurar el cumplimiento de todas las especificaciones que el cliente imponga.

La Empresa solicitó en un futuro el agregado de un tercer Nodo para ampliar la capacidad de medición del invernadero. Este Nodo se desarrollará finalizado el Proyecto Final, el cuál comprende los sistemas mencionados anteriormente. Este último Nodo debe poder asociarse fácilmente al sistema de Nodos y Unidad Central previamente desarrollado.

1.3 Especificaciones del cliente

Para comenzar a desarrollar el proyecto fue importante conocer las necesidades de la empresa, así como la metodología del trabajo relativa al invernadero, condiciones de cultivo, infraestructura del invernadero, limitaciones a la hora de implementar la solución, presupuesto estimativo con el que se cuenta para invertir en el producto, entre otras.

En una primera instancia se realizaron varias visitas a la planta donde se encuentra el invernadero. En conjunto con el personal calificado de la empresa y analizando los componentes principales que integran el invernadero, se relevaron las siguientes especificaciones que debe cumplir el sistema.

- El sistema debe poder medir la temperatura dentro del invernadero y en la tierra donde se encuentran las plantas. El cliente debe medir la temperatura con una precisión de por lo menos un decimal. Las temperaturas de interés están entre los 10°C y los 35°C aproximadamente. En el caso de la temperatura en la tierra, el sensor debe poder operar en contacto con el agua proveniente del riego frecuente de las plantas.
- El sistema debe poder medir la humedad dentro del invernadero y en la tierra de las plantas: El cliente debe medir con una precisión de por lo menos 3%RH el porcentaje de humedad tanto en el aire como en la tierra de las plantas. El rango de medición debe comprender desde 0% a 100% RH. La medición de humedad es relativa, donde el 100% corresponde a la cantidad máxima de agua que puede contener el medio. En caso de una medición de humedad en el aire el 100% es la máxima cantidad de agua en estado gaseoso que puede encontrarse en el aire. Los sensores deben estar debidamente protegidos o preparados para funcionar en condiciones ambientales de presencia de agua.
- El sistema debe poder medir la intensidad de luz y el índice UV dentro del invernadero. Estas mediciones no necesariamente deben ser parte del sistema conformado por los Nodos y la Unidad Central. El objetivo de medir estas variables es el de analizar por un lado el desgaste de los polietilenos del invernadero a través de la acción de la radiación UV y por otro analizar los puntos óptimos de mayor incidencia de luz. Dichas mediciones no precisan ser realizadas a intervalos regulares, como sucede con la temperatura y la humedad, sino que queda a criterio del cliente, por lo que se optó por realizar un dispositivo independiente.

- El sistema debe tener tres puntos de medición (Nodos) distribuidos en el invernadero, cada uno capaz de medir las variables mencionadas anteriormente. La cantidad se definió en conjunto con la empresa luego de estudiar las dimensiones del invernadero y su estructura. Vale aclarar que el tercer Nodo excede el alcance del proyecto, aunque su diseño es una réplica de los Nodos desarrollados en este proyecto.
- Cada Nodo debe comunicarse de forma inalámbrica con la Unidad Central de adquisición de datos. El cliente pidió minimizar el cableado dentro del invernadero, por lo que se le brindó la posibilidad de comunicarse de forma inalámbrica entre extremos.
- El sistema debe poder comunicarse sin inconvenientes desde cualquier punto del invernadero. Es decir, la tecnología de comunicación a utilizar debe contemplar las distancias máximas de transmisión dadas por las dimensiones físicas del invernadero. El invernadero tiene 30 metros de largo, 10 metros de ancho y 8 metros de altura.
- Tanto los Nodos como la Unidad Central deben poder funcionar sin necesidad de red eléctrica. Esto implica el uso de baterías que permitan el funcionamiento sin red.
- Los Nodos deben ser portátiles para poder cambiar su ubicación de ser necesario. Este requerimiento está fuertemente relacionado con los puntos anteriores. La independencia de cables gracias a la comunicación inalámbrica como la posibilidad de funcionar sin estar conectados permite la movilidad y reubicación de los Nodos dentro del invernadero.
- La Unidad Central debe poder almacenar los datos obtenidos de cada Nodo durante un tiempo prudencial. Este tiempo debe ser de por lo menos 4 días de almacenamiento, que corresponde al máximo tiempo que esta el invernadero sin personal en condiciones normales de operación (un fin de semana largo, por ejemplo).
- La Unidad Central debe permitir la extracción de datos para su posterior análisis.
- La presentación de la información desde la Unidad Central debe hacerse a través de una pantalla táctil, que permita interactuar con el usuario fácilmente.

2. Desarrollo

2.1 Principio de funcionamiento de los sistemas

Una vez establecidas las especificaciones del cliente se definieron los elementos necesarios para poder llevar a cabo cada sistema y cumplir con los requerimientos.

El sistema propuesto para la empresa consiste de dos subsistemas principales. El primero lo conforman 3 Nodos ubicados dentro del invernadero, con una Unidad Central emplazada en un punto fijo del invernadero. Este conjunto es el que se comunica inalámbricamente y releva la información de temperatura y humedad del invernadero. El segundo subsistema es el luxómetro, que se utiliza para realizar mediciones particulares del índice UV y la intensidad de luz. El luxómetro no tiene comunicación ni relación con los Nodos ni la Unidad Central.

A modo de presentación y con el objetivo de comprender cómo están integrados los Nodos, la Unidad Central y el luxómetro en las Figuras 1 y 2 se muestran los diagramas en bloque del Nodo y Unidad Central. Cada uno detalla los componentes esenciales de cada etapa y su interacción.

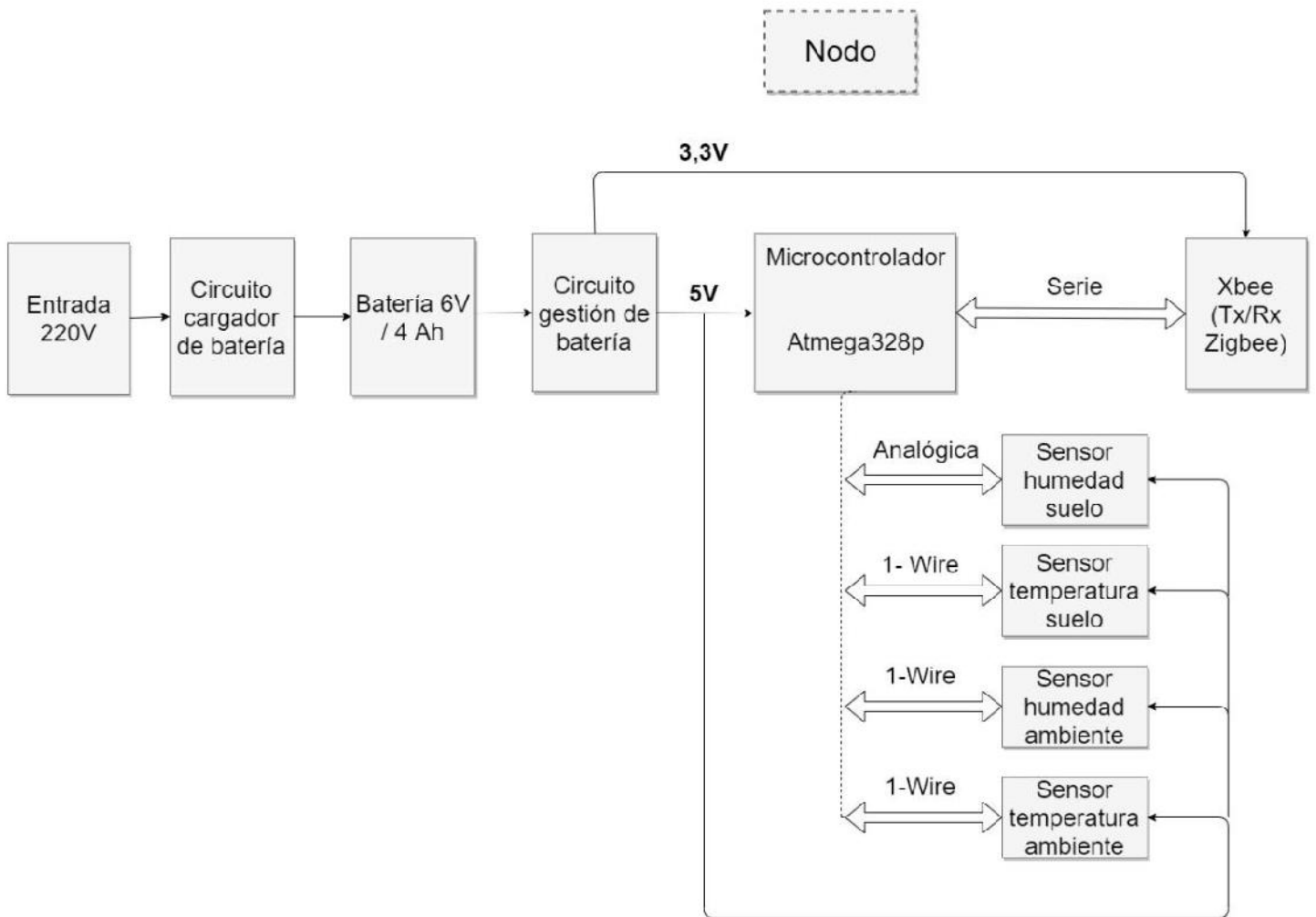


Figura 1: Diagrama en bloques de Nodo.

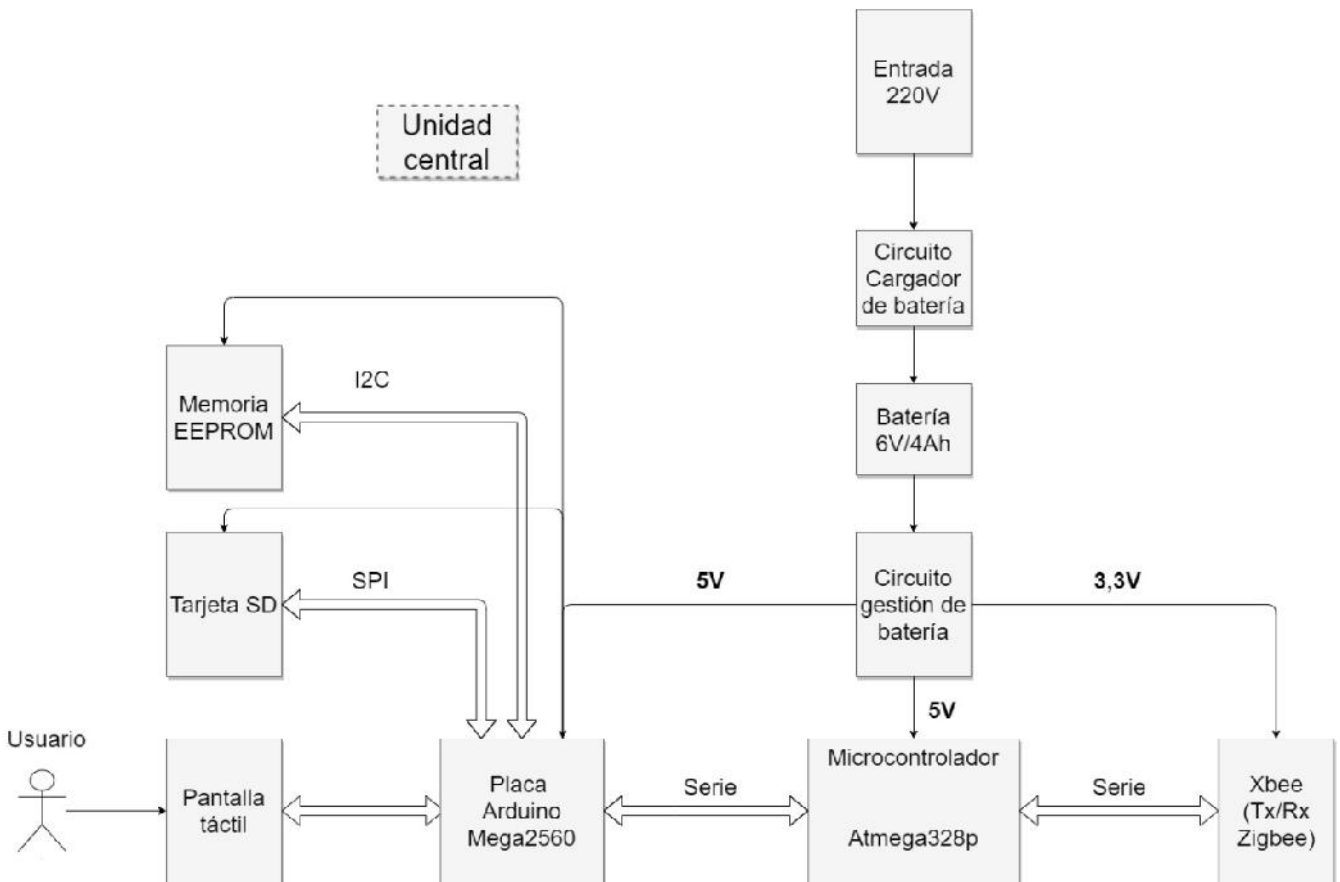


Figura 2: Diagrama en bloques Unidad Central.

De la **Figura 1** se puede observar que cada Nodo está compuesto por:

- Un microcontrolador Atmega328p como elemento principal. El microcontrolador se encarga de comunicarse con los sensores para adquirir las señales de cada uno. Luego las procesa de forma conveniente para finalmente enviarla al módulo inalámbrico para su transmisión. Las capacidades de procesamiento, así como cantidad de periféricos y otras funcionalidades de un microcontrolador facilitan el manejo de la información dentro del Nodo.
- Un transmisor inalámbrico modelo Xbee de la empresa Digi. Este transmisor es el responsable de la comunicación directa con el módulo Xbee de la Unidad Central. El módulo de comunicación recibe la petición de variables de cada sensor, envía la petición al microcontrolador y recibe la información relevada por este último para responderle a la Unidad Central.
- Cuatro sensores encargados de medir las variables necesarias. Los sensores envían su información adquirida al microcontrolador.
- Una batería que oficia de alimentación para los elementos mencionados anteriormente. La batería funciona en conjunto con un circuito que se administra su carga, además de

gestionar su uso y convertir la tensión de batería a tensiones de 5V y 3,3V reguladas para alimentar el resto del circuito.

La Figura 2 muestra los componentes esenciales que conforman la Unidad Central. Los mismos son:

- Un microcontrolador Atmega328p, encargado de gestionar la comunicación con el transceptor inalámbrico de la Unidad Central. La Unidad Central no tiene sensores a diferencia de los Nodos, pero en este caso tiene una placa Arduino Mega 2560 que se encarga de comunicarse con otras partes del conjunto. El microcontrolador Atmega328p envía la información recopilada de todos los Nodos a la placa Arduino.
- Un módulo transceptor inalámbrico Xbee. Este módulo es el mismo utilizado en los Nodos. Su funcionalidad es la misma con la particularidad de que este módulo es el que gestiona la red de comunicación.
- Una placa Arduino Mega 2560, encargada de administrar la pantalla táctil del sistema, así como la etapa de almacenamiento, extracción de datos y reloj RTC del sistema. Se ha utilizado esta placa además del microcontrolador ya mencionado debido a la gran cantidad de memoria de código que requiere el manejo de la pantalla táctil. El microcontrolador por sí solo no es capaz de poder controlarla. También la placa controla el almacenamiento de datos y la extracción de los mismos. Ya que estos procesos están relacionados entre sí y también con las acciones que tome el usuario canalizadas a través de la pantalla táctil, se decidió que la placa Arduino controle toda esta parte de la Unidad Central que funciona en conjunto y en simultáneo, dejando la comunicación con el módulo transceptor exclusivamente al microcontrolador.
- Una memoria EEPROM para poder almacenar los datos de los sensores de cada Nodo y para luego ser enviados a la tarjeta SD para poder ser entregados al usuario. También se almacena el dato de la fecha y hora de cada conjunto de mediciones. Este dato es importante para el posterior análisis de la información por parte del cliente. La memoria se comunica con la placa Arduino únicamente. De ésta recibe los datos de los sensores y luego envía los datos a ser extraídos.
- Un circuito interfaz de conexión de tarjeta SD para poder extraer los datos del sistema. La tarjeta se comunica también con la placa Arduino Mega y recibe la información de los sensores en un formato .csv apto para poder ser representado luego en planillas de cálculo para su análisis. La tecnología de la tarjeta SD permite interactuar fácilmente con el microcontrolador a diferencia de otras opciones como protocolos USB. Además, el formato de datos que utiliza las memorias SD como se mencionaba anteriormente hace que sea sencillo para el usuario final obtener una representación organizada y de fácil interpretación de los datos en *software* tipo planillas de cálculo. Es en estos programas donde se puede explotar la información de los datos recolectados para su posterior análisis.
- Una batería que oficia de alimentación para los elementos mencionados anteriormente. La batería funciona en conjunto con un circuito que administra su carga, además de gestionar su uso y convertir la tensión de batería a tensiones de 5V y 3,3V reguladas para alimentar el resto del circuito.

Todas las partes mencionadas en las Figuras 1 y 2 así como sus interconexiones eléctricas y componentes electrónicos necesarios se montarán sobre una placa de circuito impreso (PCB). Esta placa a su vez se emplazará dentro de una caja portátil, que cumple la función de proteger la placa del exterior y permite presentar correctamente los elementos de interfaz con el usuario

(interruptores, *LEDS*, pantallas, conexiones de red y *SD*, etc.) Las cajas permiten el acceso a su interior desde una tapa frontal abisagrada en caso de que se deba realizar tareas de mantenimiento sobre la placa, por ejemplo. La caja que conforma el cuerpo de cada Nodo, así como de la Unidad Central está diseñada para poder ser reacomodada fácilmente en cualquier posición del invernadero.

En el caso de los Nodos los sensores ingresan por debajo de la caja a través de prensa cables. Los sensores se conectan directamente a la placa PCB, pasando por la prensa cables. Los cables de cada sensor serán de un metro y medio aproximadamente para facilitar la colocación de los sensores en diferentes puntos de medición de ser necesario.

Durante la operación normal del sistema, la Unidad Central se encarga de administrar la red inalámbrica donde se enviará la información de los sensores. Es la Unidad Central quién solicita y recibe periódicamente información a los Nodos, envía retransmisiones si es necesario, administra el ingreso de dispositivos a la red, entre otras funcionalidades. Es decir que es el punto principal de la red. Todas las comunicaciones pasan por la Unidad Central.

Como se mencionó anteriormente y de acuerdo a la Figura 2, esta información se va almacenar en memorias RAM EEPROM que permiten operaciones de escritura y lectura. La memoria tiene una capacidad suficiente para almacenar datos por varios días. Los datos serán extraídos de la memoria cuando el usuario conecte en el sistema una memoria tipo *SD*, único dispositivo que permite el sistema para poder extraer la información.

La Unidad Central dispone también de una pantalla táctil que oficia de interfaz entre el usuario y el sistema. Desde ella se puede gestionar la extracción de datos de la memoria, ver las últimas mediciones de cada Nodo y acceder a opciones de configuración de algunos parámetros del sistema si es necesario.

Los Nodos por su parte se limitan a recibir la petición de datos de la Unidad Central, recolectar la información los sensores y enviarla nuevamente. Son dispositivos pasivos en la red planteada. En todo momento que no se encuentren realizando esta operación, los Nodos estarán en un modo de bajo consumo en todo momento hasta que la Unidad Central solicite nuevamente envío de información. Durante esta etapa de bajo consumo cada Nodo no puede recibir ni enviar información. Periódicamente los Nodos activarán sus módulos transceptores para comunicarse rápidamente con la Unidad Central y consultar si esta última tiene peticiones para ellos. De ser así los Nodos salen de su estado de bajo consumo para poder funcionar con normalidad. Si no hay peticiones para ellos entonces desactivan su antena y se mantienen en estado de bajo consumo hasta que vuelven a consultar posteriormente si hay información para ellos.

La Figura 3 detalla gráficamente la red conformada. Cada Nodo, así como la Unidad Central están representados por los módulos inalámbricos *Xbee* que se encargan de la comunicación.

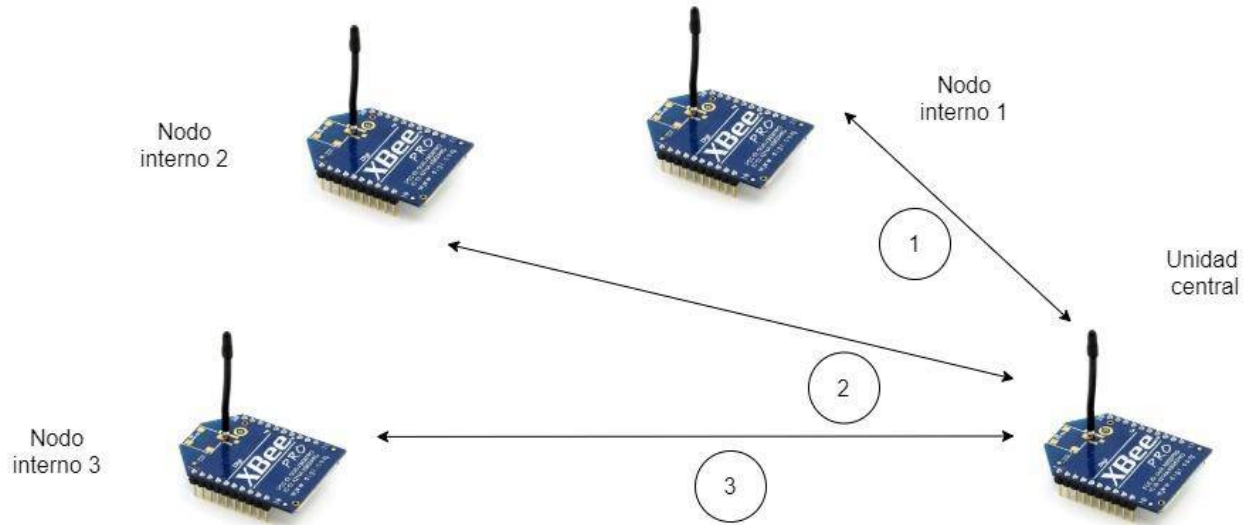


Figura 3: Red Zigbee propuesta.

Las líneas que conectan bidireccionalmente la Unidad Central con los Nodos hacen referencia que la comunicación es en ambos sentidos. Se observa que no hay comunicación entre Nodos, y es la Unidad Central el punto común que tiene cada uno.

En terminología de redes, se adoptó una configuración estrella donde el punto común es La Unidad Central. De la Figura 3 observa que la Unidad Central pide uno por uno los datos a cada Nodo. La comunicación es punto a punto, un Nodo a la vez. Una vez finalizada la petición de datos al primer Nodo, la Unidad Central automáticamente pide los datos al segundo Nodo. Luego al tercero. En caso que se necesite una retransmisión porque los datos de alguno de los Nodos no fueron recepcionados, la Unidad Central procederá de la misma forma, preguntando secuencialmente a los Nodos que requieran una retransmisión.

Cuando termina la petición de datos, los mismos son almacenados por la Unidad Central en la memoria, al mismo tiempo de que en la pantalla de interfaz se actualizan los datos con las últimas mediciones adquiridas. Al mismo tiempo, los Nodos vuelven a su estado de bajo consumo sin actividad hasta que un nuevo ciclo de petición de sensado sucede. El período entre ciclos es de 15 minutos, tiempo que el cliente consideró suficiente como para relevar el estado general del invernadero.

En la Unidad Central para comunicar la pantalla con el microcontrolador se usó de interfaz una placa Arduino Mega 2560 ya que la pantalla consume más memoria de la que el Atmega328p dispone. Además, esta pantalla por defecto viene cómo módulo para acoplarse a una placa Arduino Mega 2560. Entonces las acciones que solicita el usuario son procesadas por el microcontrolador interno de la placa Arduino Mega. Luego la placa Arduino envía la información necesaria a través de comunicación serie al Atmega328p. El Atmega328p por su parte le envía los datos adquiridos de los Nodos. El proceso de almacenamiento de datos y extracción son gestionados por la placa Arduino Mega, mientras que la parte de comunicación con los Nodos es función del microcontrolador Atmega.

Respecto al luxómetro, el diagrama en bloques se observa en la Figura 4. En la misma al igual que para el Nodo y la Unidad Central se observan los componentes esenciales que integran el sistema.

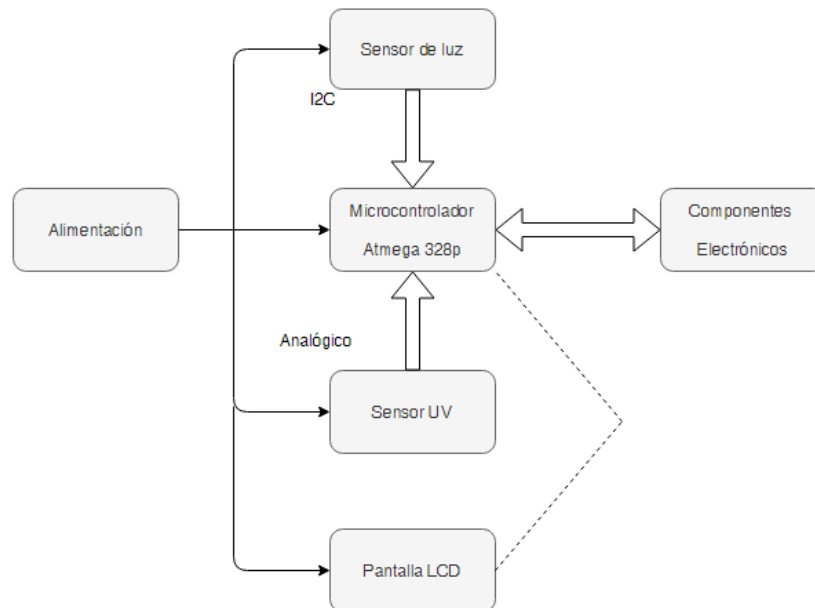


Figura 4: Diagrama en bloques de luxómetro.

La Figura 4 muestra los componentes esenciales que conforman el luxómetro. Los mismos son:

- Alimentación: La misma está conformada mediante pilas AAA de 1,5V
- Sensores de luz: Utilizado para medir la incidencia de luz sobre el dispositivo. Se comunica directamente con el microcontrolador.
- Sensor de UV: Utilizado para medir la potencia de rayos UV que incidien sobre el dispositivo. Se comunica directamente con el microcontrolador.
- Pantalla LCD: Su función es representar las variables medidas, así como el estado de batería.
- Componentes electrónicos: Este bloque engloba la electrónica restante del sistema, donde se incluyen, por ejemplo, un circuito de *Auto Power OFF*, un circuito anti rebote, el circuito medidor de baterías, el botón de encendido y apagado, entre otros.

El luxómetro se conforma físicamente de un gabinete estanco de dimensiones pequeñas para facilitar su manejo. La electrónica principal del luxómetro se encuentra desarrollada en una placa de circuito impreso (PCB, mientras que la pantalla LCD, los sensores y el botón de encendido del sistema se encuentran sobre una de las caras laterales del gabinete. Esto permite que el usuario oriente el dispositivo y al mismo tiempo visualizar la actualización instantánea del valor. La tapa superior del gabinete está atornillada y al quitarla se accede al interior del luxómetro, donde se encuentra la alimentación de pilas AAA y la placa que alberga entre otras cosas al microcontrolador. El microcontrolador es el encargado de adquirir los datos de cada sensor, así como del nivel de batería y enviar esta información a la pantalla LCD. La misma se representa al usuario de una forma prolija los datos recolectados.

El sistema dispone de un botón sin retención que permite prender y apagar el sistema. Para lograr un accionamiento correcto se implementó un circuito anti rebote que elimina el efecto mecánico del pulsador. Además, se implementó un circuito de apagado automático o *Auto Power Off* para evitar que el sistema quede encendido accidentalmente y se consuman las pilas. En secciones posteriores se explicará de forma detallada los circuitos electrónicos que componen el resto del sistema.

2.2 Definición de componentes principales

Teniendo en cuenta las especificaciones del cliente para el desarrollo del sistema, se comenzó por definir los componentes principales que lo conforman.

2.2.1 Comunicación inalámbrica

Tal cual se mencionó anteriormente, la comunicación entre los Nodos y la Unidad Central debe ser inalámbrica con el fin de facilitar la movilidad de los Nodos y reducir el cableado eléctrico por el invernadero.

Hoy en día existen muchas tecnologías de comunicación inalámbrica. Cada una posee sus ventajas y desventajas por lo que es necesario analizar cuál de las tecnologías es más adecuada para desarrollar la solución. Se analizaron principalmente tres tecnologías de comunicación: *Bluetooth*, *Wi-Fi* y *Zigbee*. Estos tipos de comunicación son los más comunes en el mercado y pueden encontrarse en distintos productos.

Para elegir uno de ellos se tuvo en cuenta los siguientes aspectos:

1. Consumo eléctrico necesario para transmisión y recepción
2. Rango de alcance máximo entre extremos.
3. Precio de módulos de transmisión
4. Cantidad de Nodos por red.

Se ponderó en importancia los ítems mencionados anteriormente, a modo de elegir un protocolo de comunicación. Para esto se debe tener en cuenta que la independencia de cableado en los Nodos depende de la posibilidad de que el Nodo funcione durante tiempos prolongados antes de que su fuente de alimentación se agote. Por lo que el consumo eléctrico es la condición más importante a la hora de elegir el protocolo de comunicación.

Además, los extremos deben poder comunicarse independientemente de su posición en el invernadero. En este caso, la distancia máxima es de 30 metros (largo del invernadero). No cumplir con esto implica la necesidad de utilizar un dispositivo intermediario que funcione como *Router*, para repetir y permitir que el mensaje llegue entre extremos. Esto genera costos adicionales, aumentando el precio total del sistema, además de que la topología de red cambia.

El precio de los módulos afecta al precio final del producto. Precios altos en los módulos reducen la competitividad del producto en el mercado en cuanto a este factor, por lo que se debe contemplar el precio de los módulos.

La cantidad de Nodos se debe considerar si se quiere expandir la red de Nodos a mayor cantidad. Es deseable que el protocolo pueda adaptarse a cambios en mayor y menor medida, sin necesidad de modificar la red.

La velocidad de transmisión es un factor característico en los protocolos de comunicación, pero en este caso no es decisivo para esta aplicación, ya que la transferencia de datos se realiza cada 15 minutos, y consiste en una trama de no más de 20 *bytes* de datos por Nodo (160 *bits*) (en la sección [2.4.2.2 “Tramas API de comunicación Xbee-microcontrolador”](#) se hablará en detalle de estos mensajes). Además, el proceso de encuesta y petición de información a los Nodos se realiza de forma secuencial, por lo que las tramas no se superponen, y el número de *bytes* transmitidos en el período de encuesta no aumenta significativamente. En la actualidad todos los protocolos de comunicación cumplen sobradamente esta necesidad.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, en la Tabla 1 se presenta una comparativa de los protocolos, y ponderados del 1 (poco importante) a 10 (muy importante).

Factor	Ponderación	Criterio	Zigbee	Bluetooth	Wi-Fi	Ponderación Zigbee	Ponderación Bluetooth	Ponderación Wi-Fi
Consumo eléctrico Tx/Rx	9	Menor consumo (mA)	30	50	>200	10	9	2
Alcance	7	>30 mts	10-1000*	10	>100	10	2	10
Precio	7	Menor precio (USD)	70	17,5	10,5	2	9	10
Cant. Nodos por red	5	Mayor cantidad	65535	8	32	10	4	8
						Total	224	178

Tabla 1: Comparación de protocolos.

El consumo es el factor más importante a la hora de elegir el protocolo. Se debe minimizar el mismo para así minimizar también el consumo total de cada sistema, prolongando el tiempo de operación del mismo al ser alimentado por baterías. El alcance junto al precio son los dos factores a tener en cuenta. Como se mencionó anteriormente, el invernadero tiene dimensiones de 30 metros de largo, 10 metros de ancho y 8 metros de altura. En el peor caso debe tener en cuenta que el protocolo a elegir debe poder realizar una comunicación de un punto a otro con una distancia mayor a 30 metros. Además, el precio debe ser el menor posible para evitar que el precio del producto final aumente desproporcionadamente. Finalmente, la cantidad de nodos por red es otro factor a tener en cuenta. Si bien en este proyecto sólo se necesitan 3 nodos, se debe pensar que a futuro el mismo sistema puede ser aplicado a otros entornos donde pueden ser requeridos más nodos, por lo que el protocolo de comunicación debe poder admitir fácilmente el agregado de más nodos.

Se observa de la Tabla que el protocolo que mejor se adapta a esta aplicación es el protocolo *Zigbee*, por lo que se eligió para llevar a cabo la comunicación. A pesar de que los módulos basados en *Zigbee* en el mercado son más caros que sus pares de *Bluetooth* y *Wi-Fi* (protocolos más difundidos), sus características de bajo consumo convierten al protocolo *Zigbee* en la mejor alternativa.

Zigbee es un protocolo abierto y global basado en las capas IEEE 802.15.4 MAC / PHY. *Zigbee* define una capa de red sobre las capas 802.15.4 para manejar propiedades de enrutamiento de redes tipo *Mesh* avanzadas. El protocolo *Zigbee* avanza bajo el consenso de compañías que integran la *Zigbee Alliance*. Ésta es conformada por más de 300 miembros.

Las capas del protocolo se ven en la Figura 5.

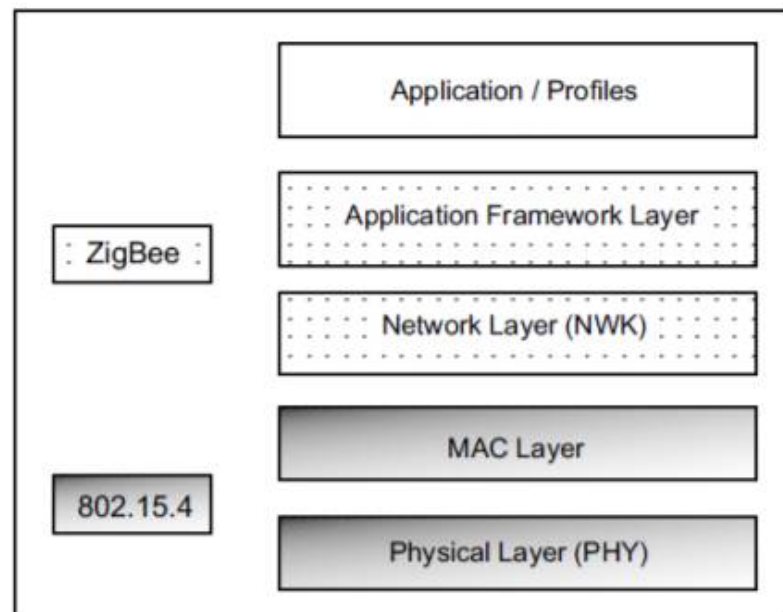


Figura 5: Capas del estándar Zigbee.












Extraído de “Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide”, por DIGI International.2018. Copyright 2018.

A continuación, se describe brevemente la función de cada capa:

- La capa física *PHY* define la operación física del dispositivo *Zigbee* incluyendo la sensibilidad de recepción, rechazo a canales, potencia de salida, número de canales y especificaciones para las tasas de transmisión. La mayor parte de las aplicaciones *Zigbee* operan en la banda ISM de 2,4 GHz a velocidad de transferencia de 250 kb/s.
- La capa *MAC* administra la comunicación RF punto a punto entre dispositivos adyacentes. Incluye funcionalidades como reintentos de transmisión y confinación de recepción de datos, así como técnicas de evasión de colisiones (CSMACA).
- La capa de red o *Network (NWK)* le da las funcionalidades de ruteo y direccionamiento que permite a los paquetes de RF de pasar por múltiples dispositivos para llegar del dispositivo que envía el mensaje hacia destinatario.
- La capa de aplicación de *Framework (AF)* define componentes de direccionamiento típicos de la red *Zigbee*.
- La capa superior provee al dispositivo características de descubrimiento de redes y aptitudes avanzadas para la administración de las redes *Zigbee*.

El estándar *Zigbee* utiliza la técnica de modulación por espectro ensanchado por secuencia directa (o *DS-CDMA* por sus siglas en inglés). La capa 802.15.4 define 16 canales de operación sobre la banda de 2,4 GHz.

Una vez definido el protocolo, se buscaron módulos de comunicación basados en el mismo. La empresa DIGI (<https://www.digi.com/>) produce módulos basados en Zigbee llamados Xbee. Estos módulos son populares y ofrecen varios modelos con diferentes prestaciones. La Figura 6 muestra una tabla comparativa de diferentes módulos de Xbee. La misma fue obtenida de la página oficial de DIGI.

Family	Frequency	Protocol	Description	RF Line of Sight Range	Form Factor	Development Kit Part Numbers	RF Data Rate	Current Draw Tx/Rx	Hardware Reference # / Chipset(s)	Certified Regions
Digi Xbee® Wi-Fi	2.4 GHz	IEEE 802.11 	Wi-Fi 802.11b/g/n with easy provisioning and point-to-multipoint device connectivity	N/A	 Through-Hole  Surface Mount	XKA2B-WFT-0	1 to 72 Mbps	309 mA / 100 mA	S6B SiLabs EFM32LG230 ARM M3 MCU, Atheros AR4100 Transceiver	US, CA, EU, AU, JP
Digi Xbee® DigiMesh® 2.4		DigiMesh® 	DigiMesh networking, low-cost, low-power	4000 ft (1200 m)		XK-WDM	250 Kbps	33mA / 28mA	S2C SiLabs EM357 SoC	US, CA, EU, AUS/ NZ, BR, JP
Digi Xbee-PRO DigiMesh® 2.4		Extended-range DigiMesh	2 miles (3200 m)	120 mA / 31 mA		US, CA, AU, NZ, BR				
Digi Xbee® 802.15.4		Proprietary 802.15.4 	low cost, low power point-to-multipoint device connectivity	4000 ft (1.2 km)		XKB2-A2T-WWC	33mA / 28mA	US, CA, EU, AUS/ NZ, BR, JP		
Digi Xbee-PRO® 802.15.4		Point to multipoint extended range version	2 miles (3.2 km)	120mA / 31 mA		US, CA, AU, NZ, BR				
Digi Xbee® ZigBee		ZigBee® Pro 	ZigBee mesh networking, low-cost, low-power	4000 ft / 1.2 km		XKB2-Z7T-WZM	33mA / 28mA	US, CA, EU, AUS/ NZ, BR, JP		
Digi Xbee-PRO® ZigBee		Extended-range ZigBee	2 miles / 3.2 km	120 mA / 31 mA		XKA2C-Z7T-U	US, CA, AU, NZ, BR			
Digi Xbee® ZigBee - Thread Ready		ZigBee® Pro Thread 	ZigBee protocol (upgradable to Thread protocol) low cost, low power	4000 ft (1.2km)		XKB2-Z7T-WTZM	33mA / 28mA	S2D SiLabs EM357 SoC		US, CA, EU
Digi Xbee-PRO® 900HP	900 MHz	Multipoint 	Extended-range peer-to-peer mesh, sleeping routers	9 miles / 14.5 km	 Through-Hole  Surface Mount	XKB9-DMT-UHP (US/CA) XKB9-DMT-AHP (AU) XKB9-DMT-BHP (BR) XKB9-DMT-SHP (SGP)	10 Kbps or 200 Kbps	215 mA / 29 mA		S3B SiLabs EFM32G230F128 ARM M3 MCU, Analog Devices ADF7023 Transceiver
Digi Xbee® SX		DigiMesh® 	20mW networking Xbee module for mission critical applications	9 miles / 14 km		XK9X-DMS-0	250 Kbps	55 mA / 40 mA	S10 SiLabs EFM32LG230F256G ARM M3 MCU, Analog Devices ADF7023 Transceiver, LNA/SAW (PRO version: PA+LNA/SAW)	US, CA, AU, NZ (BR Pending)
Digi Xbee-PRO® SX		1-Watt networking Xbee module for mission critical applications	65 miles / 105 km	900 mA / 40 mA		US, CA, AU, (BR Pending)				
Digi Xbee® SX 868	868 MHz	Multipoint 	Low-cost, low-power peer-to-peer mesh for Europe	9 miles / 14.5 km	 Surface Mount	XK8X-DMS-0	Up to 80 Kbps	55 mA / 40 mA	S10 SiLabs EFM32LG230F256G ARM M3 MCU, Analog Devices ADF7023 Transceiver, LNA/SAW	EU


Family	Frequency	Carriers	Description	Network	Form Factor	Development Kit Part Numbers	RF Data Rate	Current Draw Tx/Rx	Hardware Reference # / Chipset(s)	Certified Regions
<i>Digi XBee® Cellular LTE Cat 1</i>	Bands 4 and 13	Verizon and AT&T	FCC and End-Device certified LTE Cat 1 for low-power cellular applications, MicroPython Programmable	LTE CAT1	 Through-Hole	XKC-V1T-U	10 Mbps Down / 5 Mbps Up	860mA / 530mA	Silabs EFM32G-G395F1024 ARM M3 MCU + Telit LE866	US and Canada
<i>Digi XBee® Cellular LTE-M</i>	Verizon Bands: 4 and 13 AT&T Bands: 2,4, and 12		FCC and End-Device certified LTE-M for ultra-low-power cellular applications, MicroPython Programmable	LTE-M		N/A	384 kbps	TBD	Silabs EFM32G-G395F1024 ARM M3 MCU + ublox 404M/410M	US and Canada
<i>Digi XBee® Cellular NB-IoT</i>	Bands 8 and 20	Vodafone, Deutsche TK, Orange, and others that support these bands	CE/RED certified NB-IoT for ultra-low-power cellular applications, MicroPython Programmable	NB-IoT		N/A	<100kbps	TBD	Silabs EFM32G-G395F1024 ARM M3 MCU + ublox N211	Europe
<i>Digi XBee® Cellular 3G Global</i>	Band 19 (800 MHz) Band 5 (850 MHz) Band 8 (900 MHz) Band 2 (1900 MHz) Band 1 (2100 MHz)	AT&T, Vodafone, Rogers, & many others	FCC and PTCRB certified 3G GSM/HSPA modem for low-power cellular applications, MicroPython Programmable	HSPA/GSM 3G		XKC-M5-W	7.2 Mbps Down / 5.76 Mbps Up	860mA / 530 mA	Silabs EFM32G-G395F1024 ARM M3 MCU + ublox U201	Global

Figura 6: Módulos Xbee del mercado.

Extraído de “Digi XBee® Family Features Comparison”, por DIGI International.2018. Copyright 2018.

Se observa que existen varios módulos, variando en ellos desde su consumo hasta el tipo de red que admiten. Por cuestiones de disponibilidad se utilizó el modelo *Digi XBee Series 2 Pro*, con número de parte XBP24-Z7WIT-004. Este modelo no es el que presenta menor consumo, pero si una buena distancia de transmisión. Dado su consumo y alcance, este módulo puede no es el más conveniente para el sistema, pero es el que se pudo conseguir en el mercado y se puede utilizar para implementar la red. En la Tabla 2 se mencionan algunas de sus prestaciones más importantes.

Características	Valor
Alcance en interiores	90 m.
Alcance en exteriores	1200 m.
Potencia de salida de transmisión	50 mW (+17 dBm)
Velocidad de envío de datos	250.000 b/s
Sensibilidad en recepción	-102 dBm
Tensión de alimentación	3,0 - 3,4 V
Corriente para transmitir	295 mA (@3,3 V)
Corriente de recepción	45 mA (@3,3 V)
Corriente modo “Idle”	15 mA
Corriente de bajo consumo	3,5 µA @ 25°C
Banda de frecuencia de operación	ISM 2,4 GHz

Tabla 2: Características principales del modelo *Xbee Pro Series 2*.

Si bien la corriente de transmisión es elevada respecto los datos de la Tabla 1, se debe tener en cuenta que esta corriente solo se presenta cuando se envía información, y su duración

es tan pequeña que hace despreciable este valor. Respecto a la corriente, el dato de mayor interés es la corriente de bajo consumo para el caso de los Nodos y la corriente en modo “*Idle*” para el caso de la Unidad Central.

El módulo *Xbee* tiene el formato y diagrama de pines (*pinout*) tiene el diagrama de pines de la Figura 7.

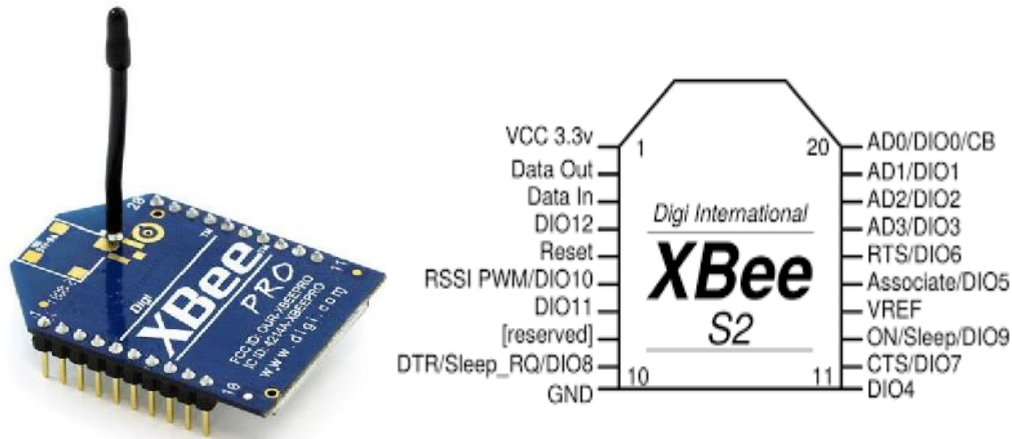


Figura 7: *Xbee*. Formato y *pinout*.

A continuación, se explican los pines relevantes para el desarrollo del producto y su funcionalidad brevemente:

- VCC (Pin 1): Alimentación del módulo. Funcionan con 3,3 V
- Data OUT (Pin 2): Pin para la transmisión de información por puerto serie.
- Data IN (Pin 3): Pin para la recepción de información por puerto serie.
- RESET (Pin 5): Pin de *reset* del módulo. Es activo bajo.
- *RSSI PWM* (Pin 6): Este pin genera una salida tipo PWM que indica la potencia de la señal recibida por el módulo.
- *Sleeper* (Pin 9): Pin utilizado como entrada. Da aviso al módulo *Xbee* que debe entrar en modo.
- GND (Pin 10): GND
- *ON/* (Pin 13): Salida digital del módulo que indica si el mismo se encuentra despierto o durmiendo (modo).
- *Associate* (Pin 15): Salida digital que indica si el módulo está asociado a un dispositivo padre en la red o no. Este pin sirve para saber si el Nodo se encuentra dentro de la red.
- *CB* (Pin 20): Este pin se utiliza para forzar los módulos *Xbee* configurados como dispositivos finales (*End devices*) para que se despierten.

El resto de los pines no son utilizados en este desarrollo.

El módulo *Xbee* se comunica de dos formas. La primera es la comunicación inalámbrica a través de la banda de los 2,4 GHz en la que se basa el protocolo *Zigbee*. Esta comunicación se utiliza para comunicarse con los otros puntos de la red. Por otro lado, para comunicarse con otros dispositivos que no forman parte de la red, cómo un

microcontrolador, por ejemplo, el módulo puede comunicarse de forma serie (UART) a través de sus pines 2 y 3.

La Figura 8 resume lo explicado previamente.



Figura 8: Comunicación de módulos Xbee.

Extraído de "Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide". DIGI International.2018. Copyright 2018.

La información entra al módulo UART a través del pin 3(DIN) como una señal asincrónica. Cada *byte* de información consiste en un *bit* de *Start* (estado *BAJO*), 8 *bits* de datos (primero el *bit* menos significativo) y un *bit* de *Stop* (estado *ALTO*).

Un módulo Xbee en una red Zigbee puede operar, dependiendo su configuración, como un Coordinador, un Router o un End device.

El coordinador es el responsable de seleccionar entre los 16 posibles canales de transmisión (dentro de la banda de 2,4 GHz), establecer el arranque, la configuración de los parámetros y la política de seguridad de la red. Como el coordinador es el único tipo de dispositivo que puede dar inicio a la red, cada red Zigbee debe poseer uno. El dispositivo configurado como coordinador no puede dormirse (entrar en modo *Sleep*), ya que es el responsable de la mantención de la red. Si esto ocurre, o si la tensión de alimentación del módulo se corta, el dispositivo se apaga y la red cae. Es importante establecer fuentes de alimentación confiables y robustas para el coordinador.

El Router es un dispositivo con características similares al coordinador, y su función principal es actuar como un intermediario entre otros dispositivos que intentan comunicarse entre sí, y están separados en una distancia tal que los niveles de potencia para transmitir el mensaje no son suficientes. Este dispositivo puede comunicarse con el coordinador como con los dispositivos finales (*End devices*). Al igual que el coordinador, pueden guardar paquetes de información durante un tiempo para luego ser enviados a otros dispositivos, como puede ser el caso de un dispositivo final que se encuentra en modo *Sleep*. Puede unirse a una red y permitir a otros dispositivos unirse a la red. No puede entrar en modo *Sleep* ya que no podría actuar como intermediario, por lo que debe estar despierto. A diferencia del coordinador, el Router no maneja permisos y parámetros de la red, así como la seguridad de la misma. Además, pueden existir múltiples Routers en una red, pero solo un coordinador.

El End device, o dispositivo final, es una versión reducida del Router. Se utiliza principalmente para enviar y recibir información. A diferencia del Router, y debido a su capacidad

de entrar en modo Sleep, no puede actuar como intermediario entre dispositivos ni almacenar mensajes. Tampoco permite que otros dispositivos ingresen a la red. Además, necesita estar asociado a un *Router* o un Coordinador en todo momento, ya que, al dormirse, los mensajes que se envíen al módulo no pueden ser recepcionados hasta que el módulo despierte. Entonces deben almacenarse en un *Router* o un Coordinador. Se conoce como dispositivo padre de un *End device* al *Router* o Coordinador al que está asociado.

Las redes *Zigbee* pueden estar compuestas por un Coordinador, varios *Router* y varios *End devices*, o un Coordinador y varios *End devices*, o un Coordinador y varios *Routers*. La Figura 9 muestra un ejemplo de una red *Zigbee* genérica, y sus posibles enlaces. Notar que el *End device* está siempre comunicado a un *Router* o un Coordinador, y no existe comunicación directa entre dispositivos *End device*.

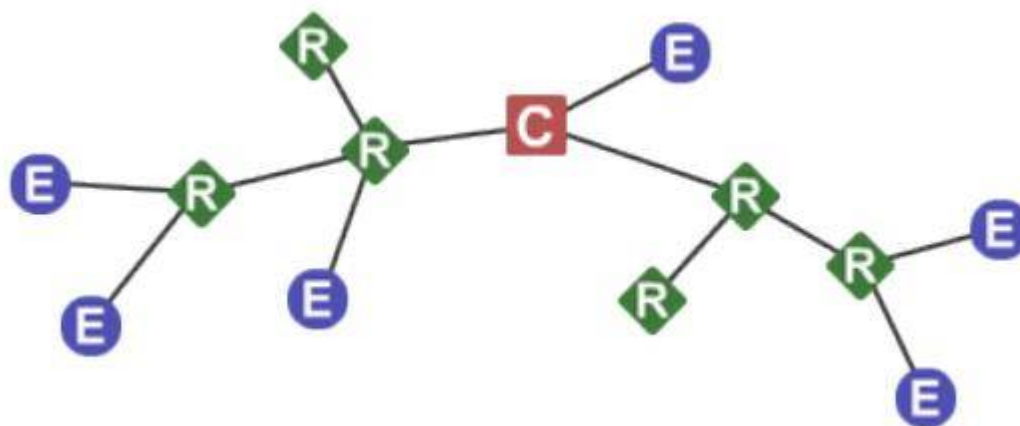


Figura 9: Red genérica *Zigbee*. Las letras C, E y R corresponden a dispositivos *Xbee* configurados como Coordinador, *End device* y *Router* respectivamente.

Extraído de “*Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide*”, por DIGI International.2018. Copyright 2018.

Existen dos enfoques que dividen las topologías de redes *Zigbee*. El primer enfoque es el que se ha adoptado en este sistema, donde el coordinador es el que solicita la información a los *end devices* cuando éste lo requiera. En el segundo enfoque son los *end devices* los que solicitan enviarle información al coordinador. Esta opción fue descartada ya que los *end devices* solicitan al coordinador en intervalos de tiempo dados por un reloj interno embebido. Este reloj es configurable en un amplio rango de valores, pero esta opción tiene la desventaja de que se pierde la sincronización entre dispositivos *end device*. Si por algún motivo se corta la comunicación con alguno de los *end devices*, por más que se reintegre a la red a la brevedad existirá un desfase temporal en que éste envía información al coordinador respecto de los otros. Entonces las muestras de los sensores se tomarán en tiempos diferentes. A la hora de analizar la información esto puede dar lugares a errores de interpretación de datos y complica la comprensión de cómo se ha estado comportado el invernadero ante determinados eventos. Es por ello que se ha adoptado la opción de que el coordinador sea el que pida los datos a los *end devices* de forma secuencial, uno por uno.

Para el invernadero, se decidió implementar una red conformada por tres *end devices* que se comunican con un dispositivo central que es el coordinador.

En este punto se puede notar una similitud entre los términos *Nodo* y *end device*, así como una similitud entre el coordinador y la Unidad Central. Cada *Nodo* es para una red *Zigbee* un *end device*, así como el coordinador es la Unidad Central. A lo largo del informe se mencionará un término haciendo referencia al otro indistintamente.

Para definir la topología de la red, se tuvo en cuenta:

1. La cantidad de Nodos
2. La distancia de ellos al punto central, especialmente la más lejana.
3. El consumo energético del *Nodo*.

Teniendo en cuenta estas premisas, se optó por una topología tipo estrella, conformada por tres *Nodos* con dispositivos *Xbee* configurados como *End devices*, y un dispositivo *Xbee* en el punto central, configurado como *Coordinador*. La razón principal para decidir entre *End device* y *Router* es la capacidad de un *End device* de entrar en modo *Sleep*, permitiendo ahorrar significativamente energía en el *Nodo*. El ahorro de energía prolonga el tiempo que la batería del *Nodo* puede alimentar el mismo sin necesidad de recargarla. Esto es una característica importante del sistema, ya que permite una gran autonomía y flexibilidad.

Por otro lado, las propiedades de la red, así como la administración de la misma y de los dispositivos que la conforman quedan a cargo del *Coordinador*. La distancia más larga entre el *End device* y el *Coordinador* es de 25 metros. De acuerdo a la hoja de datos, esta distancia se encuentra dentro del rango de alcance de los módulos.

De esta forma, el *Coordinador* queda como dispositivo padre de los *End devices* que conforman la red. Por otro lado, el *Coordinador* debe estar siempre alimentado, para mantener la red en funcionamiento.

2.2.2 Sensores

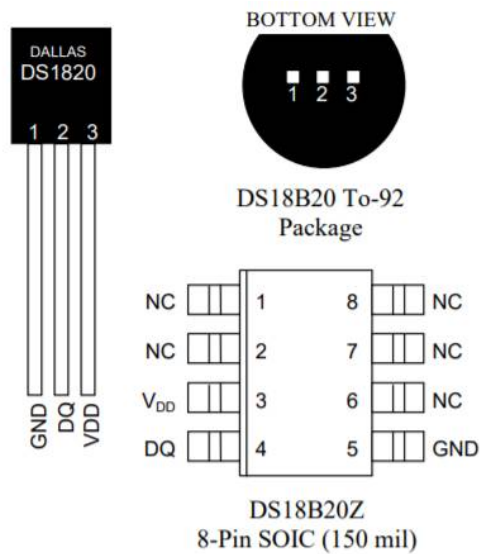
En esta sección se detallarán los sensores utilizados para adquirir las variables ambientales del invernadero. Es importante mencionar que para el cliente se cotizaron un conjunto de sensores, pero para la implementación y alcance de este trabajo se utilizaron otros. Esto se debe principalmente a una cuestión de alcance económico y tiempos de entrega de los sensores elegidos para la empresa.

Para la implementación del trabajo se utilizaron los siguientes sensores.

2.2.2.1 DS18B20

Este sensor de la empresa *Dallas semiconductor* es un sensor de temperatura digital con resolución programable en 9 y 12 *bits*. Puede medir temperaturas en un rango de -55°C a $+125^{\circ}\text{C}$, con un error de $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ para rangos de temperatura entre 10°C y 85°C . Se comunica a través de un protocolo de comunicación llamado *1-wire*, el cual requiere sólo de una línea de datos, además de la alimentación del sensor. El sensor viene en un encapsulado TO-92 así como en *SMD*. Comercialmente se consiguen productos tipo sondas de medición basadas en este integrado a prueba de agua y por lo tanto capaces de ser utilizados en ambientes como el exterior

y en suelos en presencia de líquidos. La Figura 10 muestra el encapsulado y *pinout* del sensor. También se observa el sensor embebido en un recubrimiento metálico sellado para usar en el exterior.



PIN DESCRIPTION

GND - Ground
DQ - Data In/Out
V_{DD} - Power Supply Voltage
NC - No Connect

Figura 10: Sensor DS18B20.

Extraído de "DS18B20: Programmable Resolution 1-wire[®] Digital Thermometer" Hoja de datos de Dallas semiconductor.

En la Figura 11 se ven las principales características eléctricas del sensor.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V_{DD}	Local power (Note 1)	+3.0		+5.5	V
Pullup Supply Voltage	V_{PU}	Parasite power	+3.0		+5.5	V
		Local power	+3.0		V_{DD}	
Thermometer Error	t_{ERR}	-10°C to +85°C			±0.5	°C
		-30°C to +100°C			±1	
		-55°C to +125°C			±2	
Input Logic-Low	V_{IL}	(Notes 1, 4, 5)	-0.3		+0.8	V
Input Logic-High	V_{IH}	Local power	+2.2		The lower of 5.5 or $V_{DD} + 0.3$	V
		Parasite power	+3.0			
Sink Current	I_L	$V_{I/O} = 0.4V$	4.0			mA
Standby Current	I_{DDS}	(Notes 7, 8)		750	1000	nA
Active Current	I_{DD}	$V_{DD} = 5V$ (Note 9)		1	1.5	mA
DQ Input Current	I_{DQ}	(Note 10)		5		μA
Drift		(Note 11)		±0.2		°C

Figura 11: Especificaciones del DS18B20.

Extraído de “DS18B20 Programmable Resolution 1-wire Digital Thermometer”. Hoja de datos de MAXIM Integrated. 19-7487; Rev. 6; 7/19. Copyright 2019.

Se observa que la tensión de alimentación puede variar desde 3 a 5,5 V_{DC} , mientras que el consumo de corriente máximo, que es durante la operación de adquisición de temperatura es de 1,5 mA. La Figura 12 muestra la curva de error del sensor.

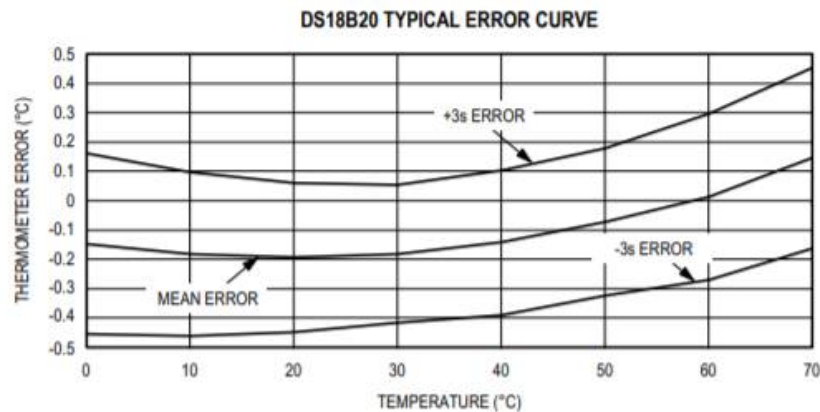


Figura 12: Curva de error del sensor DS18B20.

Extraído de “DS18B20 Programmable Resolution 1-wire Digital Thermometer”. Hoja de datos de MAXIM Integrated. 19-7487; Rev. 6; 7/19. Copyright 2019.

Por último, en la Figura 13 se muestra el diagrama en bloques del sensor.

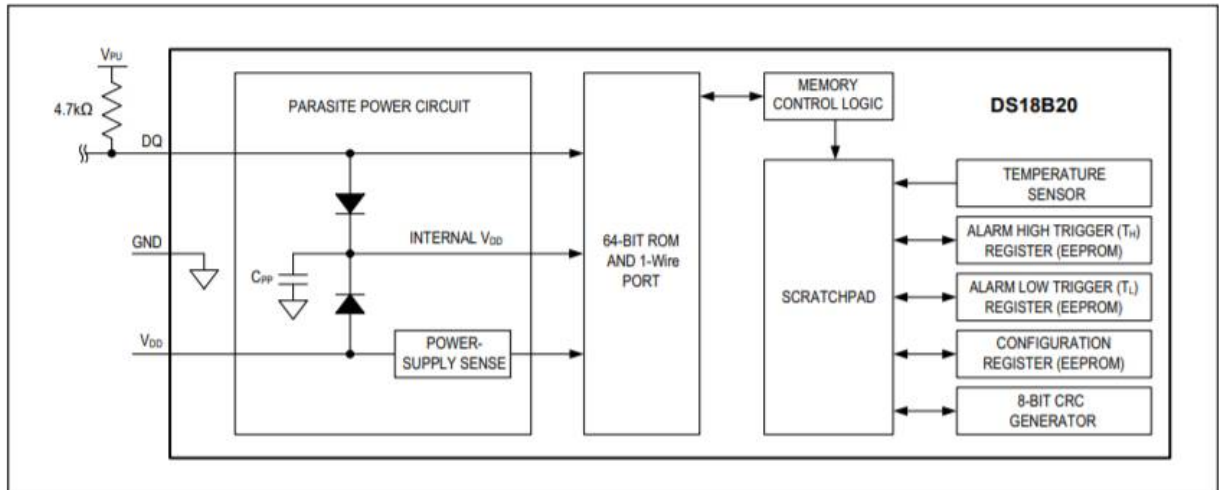


Figura 13: Diagrama en bloques del sensor DS18B20.

Extraído de “DS18B20 Programmable Resolution 1-wire Digital Thermometer”. Hoja de datos de MAXIM Integrated. 19-7487; Rev. 6; 7/19. Copyright 2019.

Vale aclarar que la comunicación del sensor con un microcontrolador es de tipo maestro-esclavo. El microcontrolador es el que solicita la petición de sensado de temperatura a través de un comando. Una vez recibido, el sensor de temperatura integrado en el DS18B20 registra la temperatura instantánea. Ésta es almacenada en un registro de 2 bytes en el bloque llamado *scratchpad*. El *scratchpad* también almacena los registros T_H y T_L de alarma que en esta aplicación no se utiliza. La ROM de 64 bits almacena el número de serie de cada integrado. Éste es único para cada uno y es indispensable para la comunicación, ya que se utiliza este número para direccionar el pedido de información en el caso de tener varios sensores sobre el mismo bus 1-wire. El bloque a la izquierda es la interfaz de las señales de los pines. El pin de datos se conecta directamente a la ROM de 64 bits. La tensión de alimentación puede estar o no, ya que el sensor permite un modo de conexión llamado conexión parásita donde toma la alimentación de la línea de datos DQ. Este modo, sin embargo, no es utilizado en la aplicación.

En la sección [6.1 Protocolo 1-Wire](#) se explicará con mayor profundidad el protocolo 1-wire.

2.2.2.2 DHT22

El sensor DHT22 también conocido como AM2302 en el mercado es un sensor digital capaz de medir la temperatura y la humedad relativa. Utiliza como elemento de medición un capacitor de polímero posicionado entre electrodos.

La humedad relativa es función de la presión de agua en su estado gaseoso y de la temperatura ambiente. Cuando no hay humedad presente en el sensor, tanto la constante dieléctrica del material como la geometría del sensor determinan el valor de capacidad. A temperatura ambiente, la constante dieléctrica del vapor de agua es mucho mayor a la del material dieléctrico del sensor. La absorción de humedad por parte del sensor conlleva a un aumento de su capacidad. Existe una relación directa entre la humedad relativa y la capacidad del sensor.

El sensor permite medir en el rango de 0 a 100% de humedad relativa con un error típico de $\pm 2\%$. También permite medir la temperatura en el rango de -40°C a 80°C con un error menor a $0,5^{\circ}\text{C}$. Permite un período de muestreo mínimo de 2 segundos.

Se puede alimentar con tensiones de continua entre 3,3V y 6V. Por su parte el consumo de corriente máximo es de 1,5 mA, correspondiente al caso donde está midiendo.

En este punto es importante mencionar que sólo se utiliza este sensor para medir la humedad en el ambiente y no la temperatura. Si bien se puede ahorrar un sensor, se optó por usar dos sensores iguales para medir la temperatura tanto en el suelo como en el ambiente principalmente por fines de calibración y para comparar sus respuestas frente a dos entornos diferentes. También se debe aclarar que el sensor DHT22 no puede ser utilizado para medir la temperatura en el suelo ya que no está preparado para ambientes en presencia de agua y no hay opciones de encapsulado que garanticen su seguridad en estos casos.

El sensor como se mencionó anteriormente es digital y al igual que el DS18B20 utiliza una línea de datos para comunicarse con un dispositivo maestro que puede ser un microcontrolador. El fabricante asegura que la base del protocolo es *1-wire* al igual que el sensor DS18B20, pero está adaptado para usar exclusivamente con este sensor. Esto significa que el bus del sensor DHT22 no puede acoplarse al bus del DS18B20. La Figura 14 muestra el *pinout* del sensor y su encapsulado típico.

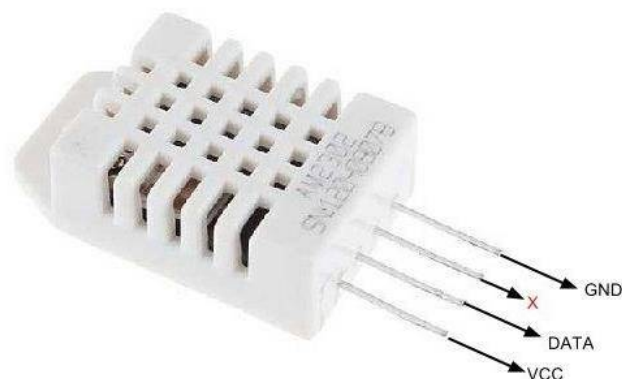


Figura 14: *Pinout* de DHT22.

La elección del sensor radica principalmente en su buena respuesta para mediciones de humedad relativa y el bajo costo del mismo. En la sección [6.2 Protocolo 1-wire para DHT22](#) se explica con mayor detalle la forma de comunicarse del sensor.

2.2.2.3 Sensor humedad suelo resistivo

Para la implementación del sistema en cuanto al alcance como proyecto final se utilizó para la medición de la humedad en el suelo un sensor genérico de humedad en el suelo. Este sensor

no tiene un número de parte definido. El mismo se puede ver en la Figura 15. La elección de este sensor se debe principalmente a limitaciones económicas a la hora de desarrollar el sistema. Este sensor sin embargo provee una respuesta frente a variaciones de humedad en la tierra y para fines funcionales es de utilidad.

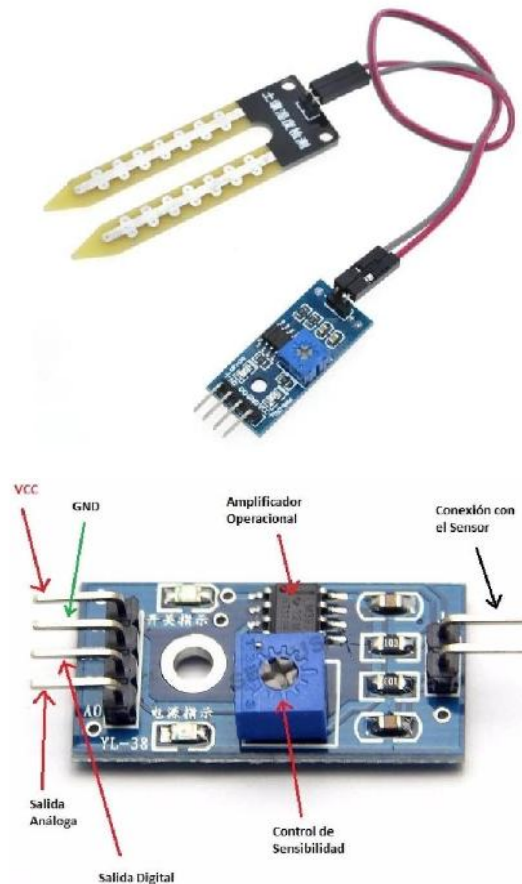


Figura 15: Sensor de humedad en el suelo.

Se observa que el sensor cuenta de dos partes. La primera es una sonda resistiva cuya resistencia depende de la presencia de agua en la tierra que comunica las dos patas de la sonda. La segunda parte del sensor es un módulo conversor de señales. Este módulo entrega dos tipos de señales. La primera señal es de tipo analógica y es una tensión variable dependiente del contenido de humedad de la tierra a medir. La señal digital surge a través de un comparador, fijando el punto de comparación con el potenciómetro que se observa en la figura. Esta señal no es utilizada en el trabajo.

El circuito inyecta una corriente que pasa por una de las patas de la sonda, la misma cierra su camino por la otra y regresa al módulo del sensor. Este camino supone una resistencia entre las patas de la sonda. Cuanta más humedad haya en la tierra, menor será la resistencia que presente la sonda.

Esta resistencia forma parte del circuito en el módulo del sensor. El circuito se observa en la Figura 16.

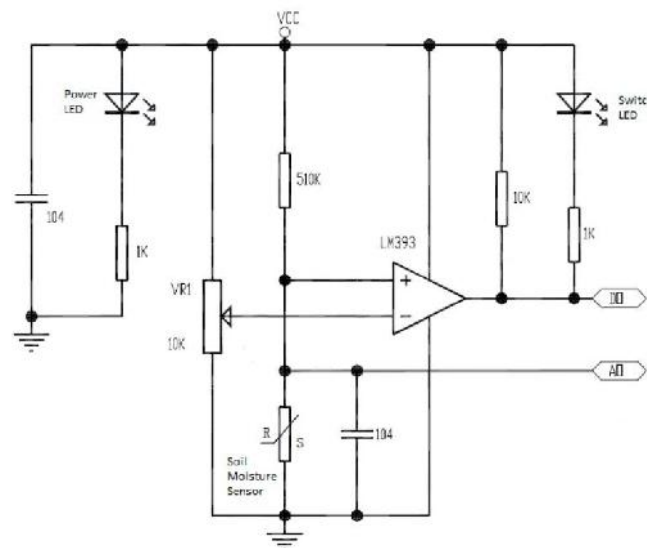


Figura 16: Circuito del sensor de humedad.

La sonda del sensor se referencia como una resistencia variable que forma parte de un divisor resistivo conformado por esta resistencia y una fija de 510 k Ω . La salida de este divisor resistivo cumple dos funciones. La primera es ser utilizado como salida analógica del sensor. Entonces la salida analógica es un valor de tensión entre 0 y 5V (ya que el sensor se alimenta con 5V al igual que el resto) producto de la variación del divisor resistivo. La segunda función es formar parte de un comparador implementado con un LM393. El otro punto de comparación lo da la salida del potenciómetro físico que se observa en la Figura 15. Cómo la salida del divisor resistivo se encuentra en el pin no inversor del comparador, entonces cuando la tensión sea mayor a la salida del potenciómetro, entonces la salida del comparador será 5V. La salida está conectada a un LED indicador. Éste se activará cuando la salida del amplificador sea 0V.

Como se mencionó anteriormente, este sensor no es el indicado para la aplicación. El primer motivo es su tecnología en la sonda. Las sondas resistivas sufren el efecto de la corrosión debido a estar expuestas a ambientes que permiten este efecto, donde hay presencia de sales y / o fertilizantes químicos que entra en contacto con el metal de medición de la sonda. Esto degrada la sonda y reduce la vida útil del sensor.

El segundo motivo es que la salida de este sensor es un valor de tensión que en principio no puede relacionarse directamente con un valor de humedad relativa. Varias investigaciones afirman que la relación entre la humedad relativa y la salida de estos sensores es una exponencial decreciente. A medida que aumenta la salida de tensión del divisor resistivo decrece la humedad relativa, pero no lo hace de forma lineal. Además, la curva suele variar dependiendo de algunos factores como la temperatura o si la tierra está en el interior o en el exterior.

Para fines de probar variaciones de humedad en el suelo con este sensor se lo ha aproximado linealmente. Si bien la medición no es exacta, para el alcance del Trabajo Final es suficiente. Para el cliente sin embargo es necesario utilizar otro sensor confiable para medir la variable, que pueda proveer mediciones más precisas.

2.2.2.4 Sensor de UV SI1145

El sensor SI1145 es un sensor de Silicon Labs que mediante el sensado de luz visible e infrarroja (IR) del sol a través de fotodiodos de alta sensibilidad, utiliza un algoritmo para hacer un cálculo del índice UV. El mismo fue utilizado con el objetivo de tener mediante un solo sensor los datos de luminosidad y UV a la vez.

Este sensor fue utilizado para el prototipo I del luxómetro desarrollado en el informe. En la **Figura 17** se observa el sensor.

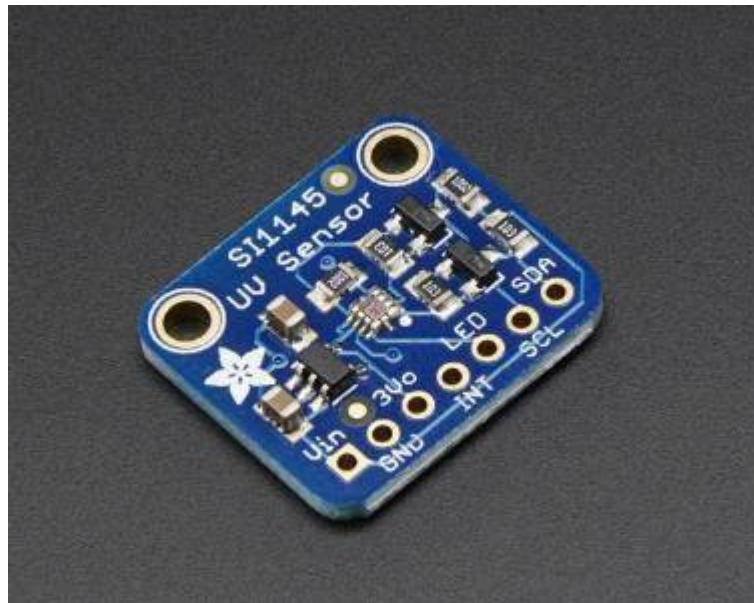


Figura 17: Sensor SI1145

El sensor funciona con una alimentación entre 3 y 5 VDC. De acuerdo a la hoja de datos del fabricante, el sensor capta la incidencia de luz visible en un rango de longitudes de onda entre 400nm y 800 nm, y ondas infrarrojas con una longitud de onda entre 550nm y 1000 nm. El sensor tiene una resolución de 100 mlx.

En cuanto a la comunicación, el sensor envía sus datos y procesa peticiones a partir del protocolo I2C.

2.2.2.7 Sensor de UV ML8511

El módulo ML8511 es un sensor de luz ultravioleta (UV) que entrega una señal analógica que depende de la cantidad de luz UV que detecta. El sensor detecta luz con una longitud de onda entre 280-390nm a través de fotodiodos. Este rango cubre tanto al espectro UVB como al UVA. La salida analógica está relacionada linealmente con la intensidad UV medida en mW/cm^2 .

Esta señal analógica puede ser conectada al microcontrolador para ser convertido por un ADC y así procesar la medición.

El voltaje de operación de este sensor es de 3,3 VDC y como se mencionó anteriormente, la señal de salida es una tensión variable comprendida entre 1 y 3 VDC. El sensor tiene embebido un amplificador la corriente del fotodiodo al valor de tensión mencionado.

Este sensor fue utilizado para el prototipo II del luxómetro desarrollado en el informe. En la **Figura 18** se observa el sensor.



Figura 18: Sensor ML8511

En la **Figura 19** se muestra esquemáticamente como está conformado el sensor. El sensor provee varios pines de conexión, aunque solo se necesitan 3 pines para su funcionamiento: alimentación Vdd, GND y salida OUT. Se puede observar cómo se mencionaba anteriormente que la señal del fotodiodo es amplificada y convertida a la tensión de salida.

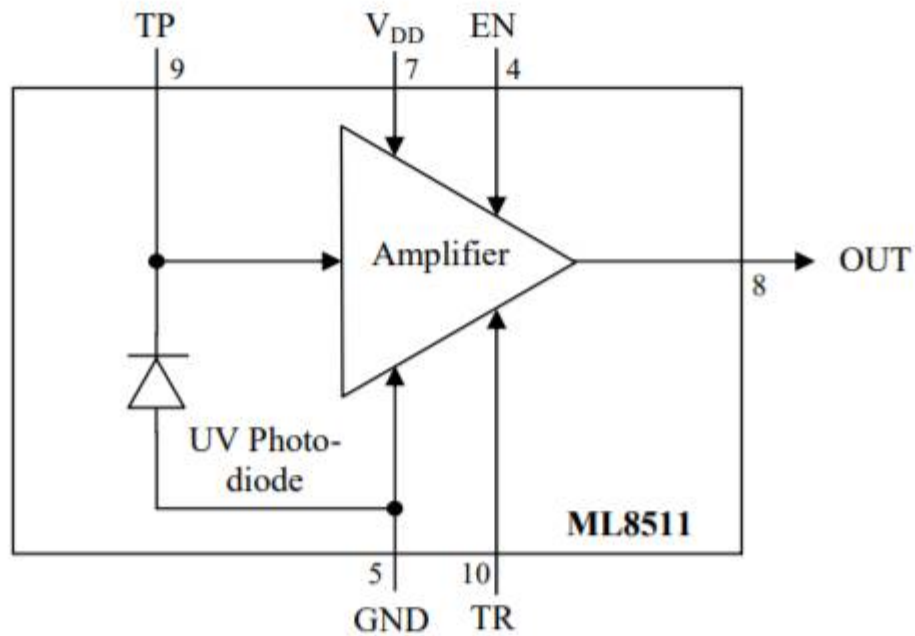


Figura 19: Composición interna del ML8511.

Extraído de "ML8511 – UV Sensor with Voltage Output". Lapis Semiconductor. FEDL8511-05 Issue Date: March 08, 2013

Por otro lado, en la **Figura 20** se muestra la relación entre la salida de tensión y la intensidad UV.

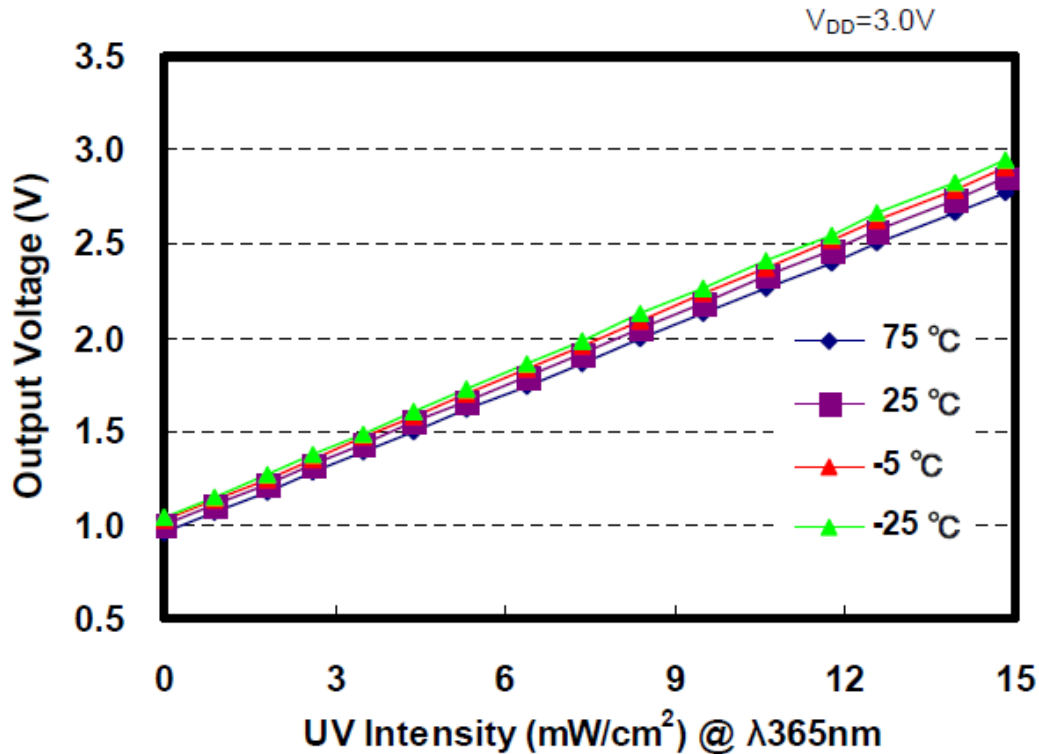


Figura 20: Relación entre tensión de salida e intensidad UV de sensor ML8511.

Extraído de “ML8511 – UV Sensor with Voltage Output”. Lapis Semiconductor. FEDL8511-05 Issue Date: March 08, 2013

Mediante la hoja de aplicación proporcionada por el fabricante, se puede calcular el índice UV en mW/cm^2 a través de la **Ecuación 1**, que relaciona linealmente el índice UV con la tensión entregada del sensor.

$$UVI = 12.49 * V_{out} - 12.49$$

Ecuación 1: Relación entre la tensión de salida del sensor ML8511 y el índice UVI.

Esto es resultado de tener en cuenta la forma de calcular el índice UV mencionado en el Apéndice [6.4 Obtención de fórmula de la tensión de salida del ML8511](#) y con consideraciones sobre el hecho de que el sensor mide UVA y UVB a la vez, pero la influencia de los rayos UVA es mucho mayor.

En la Figura 21 se muestra la respuesta espectral del sensor.

SPECTRAL RESPONSIVITY CHARACTERISTICS

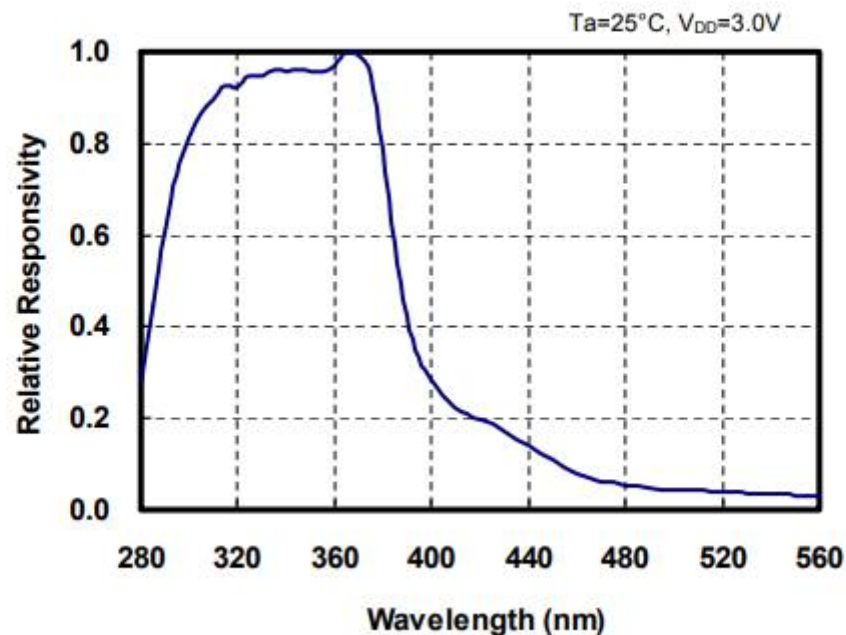


Figura 21: Respuesta espectral del ML8511.

Extraído de “ML8511 – UV Sensor with Voltage Output”. Lapis Semiconductor. FEDL8511-05 Issue Date: March 08, 2013

Como se puede apreciar el sensor posee una buena respuesta en el rango de 320 a 380nm en el cual es donde se ubica el rango de longitud de onda de la luz ultravioleta, y donde se concentran los rayos UVA, que conforman la gran mayoría de los componentes UV (95%)

2.2.2.8 Sensor de luz BH1750

Para la medición de la intensidad de luz se utilizó el sensor BH1750. Éste es un sensor de iluminación ambiental. El sensor convierte digitalmente el valor de iluminación a través de un convertor de 16 *bits*. Puede medir niveles de intensidad de 1 a 65535 lx. Para comunicarse con un dispositivo como un microcontrolador, el sensor utiliza el protocolo I2C. Las características del protocolo se mencionan en la sección [6.3 Protocolo I2C](#).

El sensor BH1750 se comporta frente a la luz visible de una forma equiparable a la del ojo humano y no se ve afectado por la radiación infrarroja ni depende de la temperatura de color del tipo de iluminación, es decir, funciona bien con luz natural y con diferentes tipos de iluminación artificial.

El sensor capta la luz a través de un fotodiodo. En los fotodiodos la corriente circula de manera inversa, permitiendo que se produzca un aumento de la corriente cuando el fotodiodo sea excitado por un aumento en la luz. En caso contrario, en ausencia de luz, la corriente será muy pequeña al punto de ser casi nula, y a esta corriente se la denomina corriente de oscuridad. La respuesta del diodo frente a diferentes longitudes de onda, depende del material con el cual

fue construido. El sensor BH1750 aprovecha estas cualidades para obtener el valor de luz que le incide.

Comercialmente el sensor se vende integrado en un módulo. El módulo provee algunas funcionalidades como por ejemplo la inclusión de un regulador de tensión. El sensor funciona con tensiones entre 2,4 y 3,6 V y a través de este módulo se puede alimentar desde una fuente de 5V. El sensor se comunica a través de comunicación I2C. En la Figura 22 se puede ver el módulo.

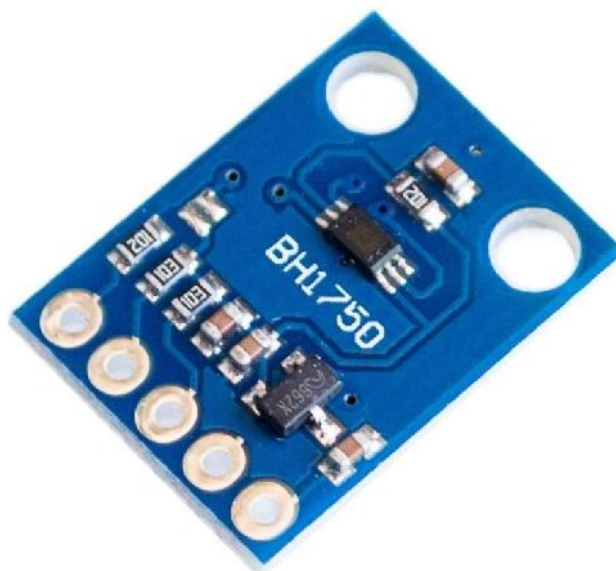


Figura 22: Módulo con sensor BH1750.

En la Figura 23 se muestra por su parte la respuesta espectral del sensor en función de la longitud de onda incidente.

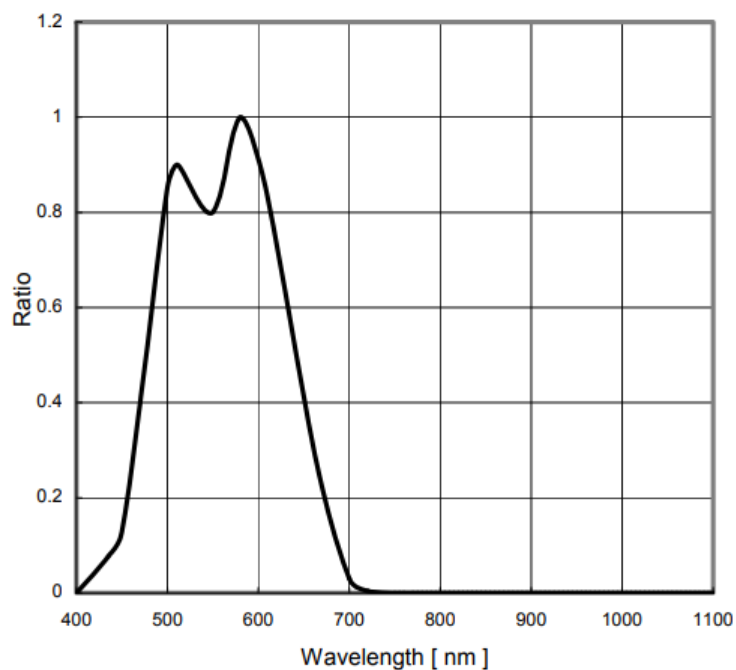


Figura 23: Respuesta espectral del sensor BH1750.

Extraído de “*BH1750FVI Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC Technical Note* “.
No.11046EDT01. 2011.11 - Rev. ROHM Semiconductor.

Por último, en la Figura 24 se muestra la respuesta del sensor en función del ángulo de incidencia de la onda.

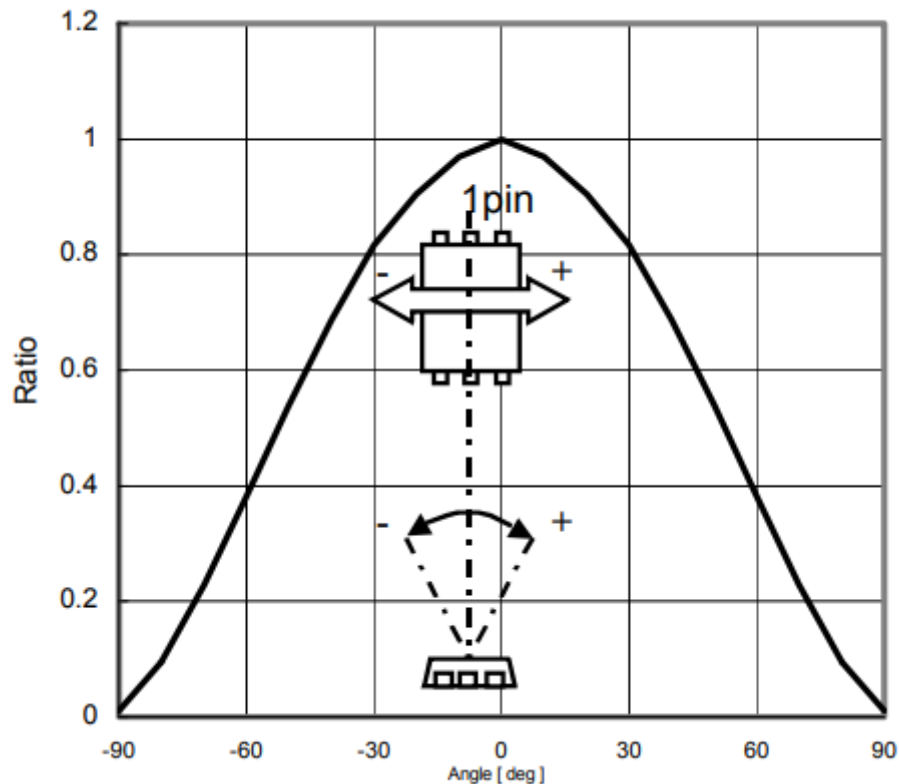


Figura 24: Respuesta espectral del sensor BH1750.

Extraído de "BH1750FVI Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC Technical Note".
No.11046EDT01. 2011.11 - Rev. ROHM Semiconductor.

2.2.3 Microcontrolador

Como se mencionó en el apartado anterior, los módulos *Xbee* se comunican a través de una comunicación serie asincrónica con otros dispositivos ajenos a la red *Zigbee*, por lo que la información a enviar hacia la Unidad Central debe ingresar al módulo previamente a través de esta comunicación. Por otro lado, los datos de los sensores a utilizar deben ser sensados, acondicionados y luego adquiridos para poder ser enviados al *Xbee*.

Por su parte, también se necesita de un dispositivo en la Unidad Central que además de comunicarse con el módulo *Xbee* administre el guardado y extracción de la información, así como la interacción con la pantalla.

Es por esto que se decidió utilizar un microcontrolador para hacer de interfaz entre los sensores de cada Nodo y su respectivo *Xbee*. El microcontrolador debe disponer de entradas analógicas y digitales suficientes para la aplicación. También debe soportar protocolos de

comunicación comunes como *I2C* y *SPI*. Por último, debe poder comunicarse vía serie con el módulo *Xbee*.

Por otro lado, para el desarrollo del luxómetro se necesita también de un microcontrolador para poder relevar la información de los sensores, procesarlas y gestionar la presentación de información sobre la pantalla.

El caso más crítico en cuanto a cantidad de pines a usar es para el microcontrolador a utilizar en los Nodos. De la sección de sensores se observa que se necesita para los sensores implementados en el proyecto:

- 2 pines digitales dedicados a la comunicación *1-wire* con los sensores de temperatura DS18B20.
- 1 pin digital para la comunicación con el sensor de humedad ambiente. *DHT22*.
- 1 pin analógico para el sensor de humedad en el suelo.

A la hora de adquirir los sensores de humedad en el suelo VH400 y humedad en ambiente AM2315, se necesita:

- 2 pines digitales dedicados para la comunicación *I2C* con el AM2315
- 1 pin analógico para el sensor de humedad en el suelo VH400.

Además, se deben contemplar pines digitales y analógicos de sobra para futuras modificaciones que requieran el agregado de más sensores, por ejemplo.

Hoy en día existen muchas variantes de microcontroladores en el mercado. Se pueden conseguir en diferentes encapsulados, capacidades de memoria, arquitectura, disposición de pines, etc.

Para el desarrollo tanto del luxómetro como de los Nodos y Unidad Central se decidió utilizar el microcontrolador Atmega328P, del fabricante *Atmel*. El microcontrolador posee las siguientes características:

- Es un microcontrolador de 8 *bits* con 32kbytes de memoria *FLASH* dedicada para almacenar código de programación.
- Posee un conversor analógico digital *ADC* de 10 *bits*, con un pin dedicado a fijar el valor máximo de conversión.
- Tiene un buen rango de tensión de alimentación (2,7 a 5,5 V_{DC})
- Puede funcionar a diferentes frecuencias de reloj.
- Tiene pines programados para utilizar comunicación *I2C* y *SPI*.

La elección del microcontrolador radica en que cumple con los requisitos mencionados anteriormente, además de ser un microcontrolador de uso extendido en el mercado, con buen soporte tanto para la programación del código como de la configuración interna del microcontrolador. Además, es más sencillo encontrar mano de obra que conozca el lenguaje en caso de eventuales tareas de mantenimiento o de mejoras futuras. Los tiempos de mantenimiento también se ven reducidos

Para el desarrollo de los sistemas se utilizó la versión de encapsulado DIP del microcontrolador, conocido en el mercado como Atmega328P-PU. En la Figura 25 se observa el diagrama de pines.

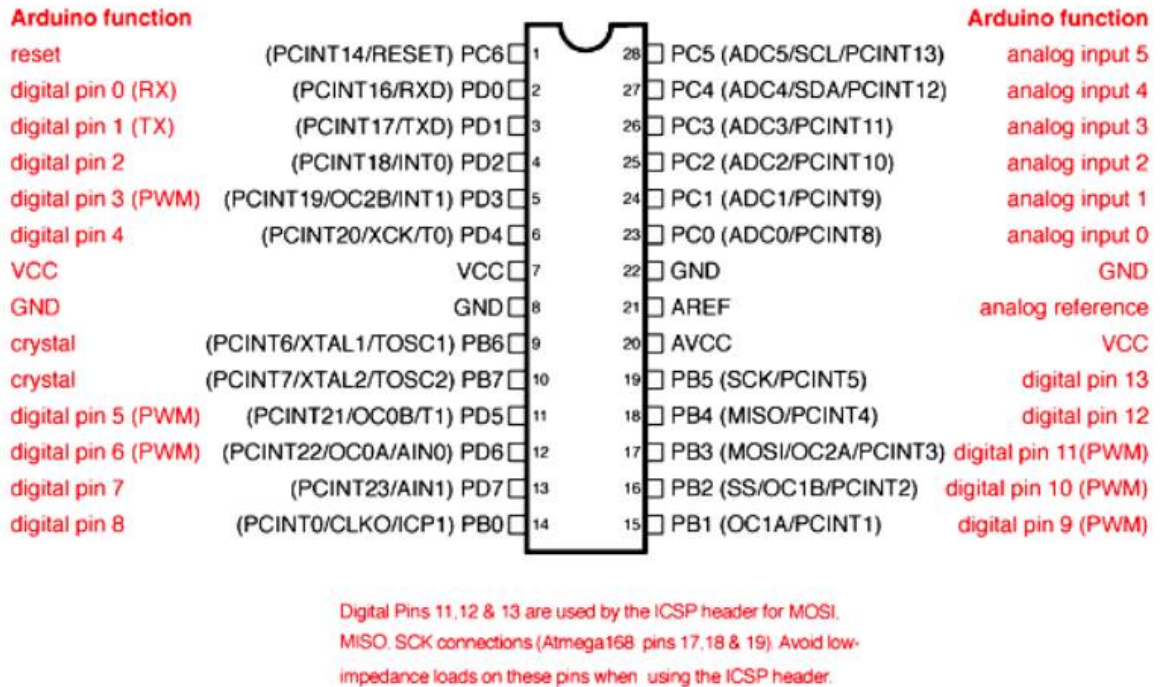


Figura 25: Pinout del microcontrolador Atmega328P-PU.

El microcontrolador posee:

- 2 pines de alimentación V_{CC} referenciados como 7 y 20.
- 2 pines de GND referenciados como 8 y 22.
- 1 pin de referencia analógica (pin 21) que establece el valor máximo de conversión del ADC interno del micro. Si por ejemplo la referencia es de 3,3V el valor más grande que puede representar el ADC será de 3,3V.
- 1 pin de RESET que cumple la función de resetear el código almacenado del microcontrolador. También se utiliza al momento de descargar un nuevo programa.
- 2 pines de comunicación serie Rx (pin 2) y Tx (pin 3). Estos pines se utilizan principalmente para interactuar con el *software* de programación del microcontrolador, para descargar programas y para enviar y recibir datos por puerto serie desde y hacia una consola virtual en una computadora.
- 2 pines para conectar el oscilador externo del microcontrolador llamados XTAL. Estos son los pines 9 y 10 del microcontrolador.
- 6 pines digitales configurables como entradas o salidas (pines 4,6,13,14,18 y 19)
- 6 pines digitales configurables como entrada y salida y con opción de salida tipo PWM (pines 5,11,12, 15,16 y 17).
- 6 entradas analógicas (pines 23 a 28). Los pines 27 y 28 se pueden utilizar como líneas de datos para el protocolo de comunicación I2C.

De los pines mencionados, se debe aclarar que los pines 4 y 5 pueden ser utilizados para manejar interrupciones al microcontrolador.

Para el caso del primer prototipo del luxómetro se utilizó una placa Arduino Nano, para centrar el objetivo de probar los sensores y simplificar el proceso de realización de la placa. El Arduino Nano es una placa de desarrollo basada en el microcontrolador Atmega328p presentado anteriormente. La placa permite aprovechar las funcionalidades que tiene el microcontrolador embebido, además de brindar más opciones de conectividad a través de un puerto mini-USB, o través de un pin llamado *Vin*. Si bien el microcontrolador trabaja en un rango de tensiones entre 2,7 a 5,5 V_{DC}, la placa Arduino Nano tiene un regulador interno de 5V que genera una tensión estable de salida para alimentar el microcontrolador interno. Es por ello que se pueden alimentar externamente con tensiones mayores a 5V el microcontrolador. Se aconseja sin embargo que la tensión no sea inferior a 5,5V ni superior a 12V.

Si la tensión disminuye por debajo del umbral de 5,5V el efecto del regulador es que la tensión de salida será menor a 5V. Esto sin embargo no provoca dificultades en la operación de la placa. Por otro lado, tensiones de alimentación mayores de 12V generan una caída de tensión grande en el regulador de la placa. Esto puede dar lugar a problemas en cuanto a la disipación de temperatura.

La placa Arduino Nano se muestra en la Figura 26.

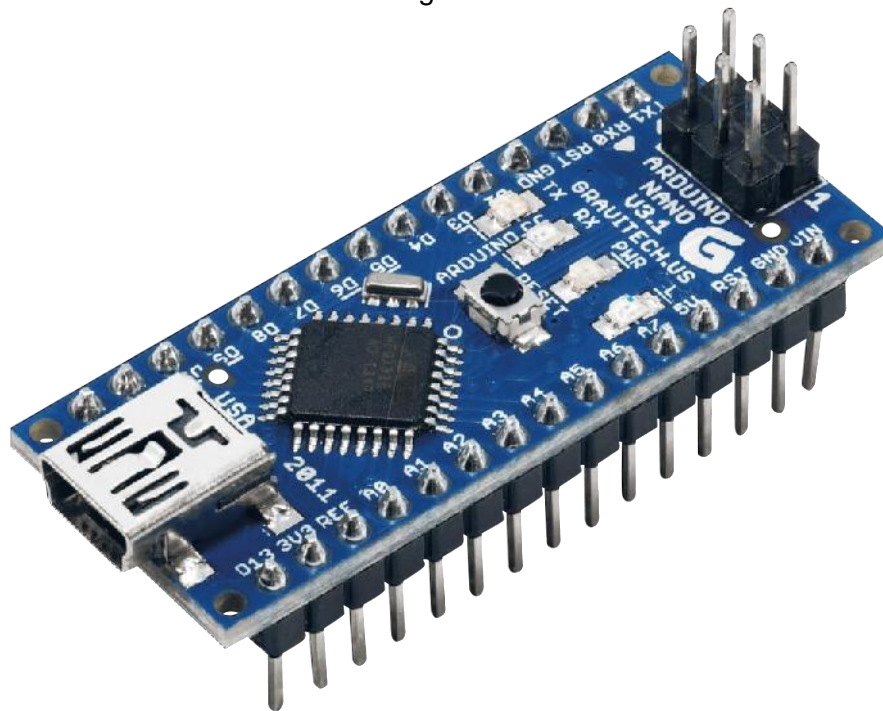


Figura 26: Placa Arduino Nano

Los pines de entrada y salida se corresponden a los del microcontrolador Atmega328p. En estas placas el microcontrolador viene en su encapsulado *SMD* para ahorrar espacio en la misma. Además, está dotado de algunos *LEDS* de visualización, así como una tira de postes para comunicación ICSP y un botón de *RESET* de la placa.

El resto de las características eléctricas son las mismas que las presentadas anteriormente para el microcontrolador Atmega328p.

En la Figura 27 se muestra los pines de la placa.

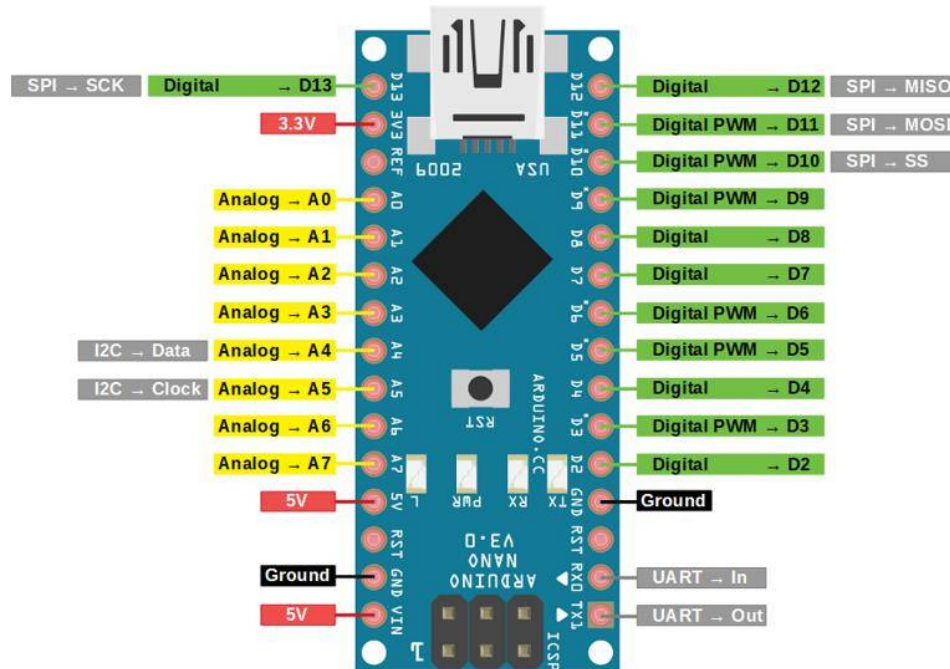


Figura 27: Pines de la placa Arduino Nano.

Además de los pines I/O que corresponden a los del microcontrolador Atmega328p, se ve cómo se mencionó anteriormente el pin de 5V y también uno de 3,3V, generado a través de un regulador de tensión interno que tiene la placa. También se observan los pines de transmisión y recepción de la UART del microcontrolador, que coinciden con los pines PD0 y PD1 de la Figura 25. El pin de referencia REF de la placa a su vez coincide con el pin 21 AREF del Atmega328p.

Para la Unidad Central además de utilizar un microcontrolador Atmega328p, se hizo uso de una placa Arduino Mega 2560. El motivo de su utilización radica en la gestión de la pantalla táctil a utilizar como interfaz de usuario. La misma requiere de mucho espacio en la memoria de almacenamiento de código, espacio que no provee el microcontrolador Atmega328p, cuya memoria es de 32 *kbytes*. Por su parte, la placa Arduino Mega 2560 posee 256 *kbytes* de memoria *FLASH*. También la Arduino Mega 2560 tiene 8*kbytes* destinados a la SRAM mientras que el microcontrolador Atmega328p tiene tan solo 2 *kbytes*. Esta memoria entra en juego al declarar variables y procesos dinámicos en el código.

A modo informativo, en la Figura 28 se observa una comparativa de algunos de las placas Arduino disponibles en el mercado, con algunas de sus características principales. Es importante resaltar en la Tabla la diferencia en cuanto a espacio de memoria *FLASH*, SRAM y EEPROM entre las placas Arduino Mega 2560 y Arduino Uno. Estas diferencias convierten a la placa Arduino Mega 2560 en la mejor opción para almacenar el código requerido para programar y diseñar la pantalla de interfaz.

	Arduino Uno	Arduino Mega 2560	Arduino Micro
			
Price Points	\$19.99-\$23.00	\$36.61 - \$39.00	\$19.80 - \$24.38
Dimension	2.7 in x 2.1 in	4 in x 2.1 in	0.7 in x 1.9 in
Processor	Atmega328P	ATmega2560	ATmega32U4
Clock Speed	16MHz	16MHz	16MHz
Flash Memory (kB)	32	256	32
EEPROM (kB)	1	4	1
SRAM (kB)	2	8	2.5
Voltage Level	5V	5V	5V
Digital I/O Pins	14	54	20
Digital I/O with PWM Pins	6	15	7
Analog Pins	6	16	12
USB Connectivity	Standard A/B USB	Standard A/B USB	Micro-USB
Shield Compatibility	Yes	Yes	No
Ethernet/Wi-Fi/Bluetooth	No (a Shield/module can enable it)	No (a Shield/module can enable it)	No

Figura 28: Comparativa de placas Arduino.

Aprovechando las grandes prestaciones de memoria que posee esta placa también se la utiliza en la Unidad Central para gestionar el almacenamiento y extracción de información, delegando la gestión de la comunicación al Atmega328p.

La placa Arduino Mega 2560 se basa en el microcontrolador Atmega2560. Tiene 54 pines de entrada/salida, de los cuales 14 de ellos pueden ser utilizados como salidas. Cuenta con otras 16 entradas analógicas y 4 puertos UART. Maneja un rango de voltaje de entrada de entre 7V y 12V. Su *pinout* se presenta en la Figura 29.

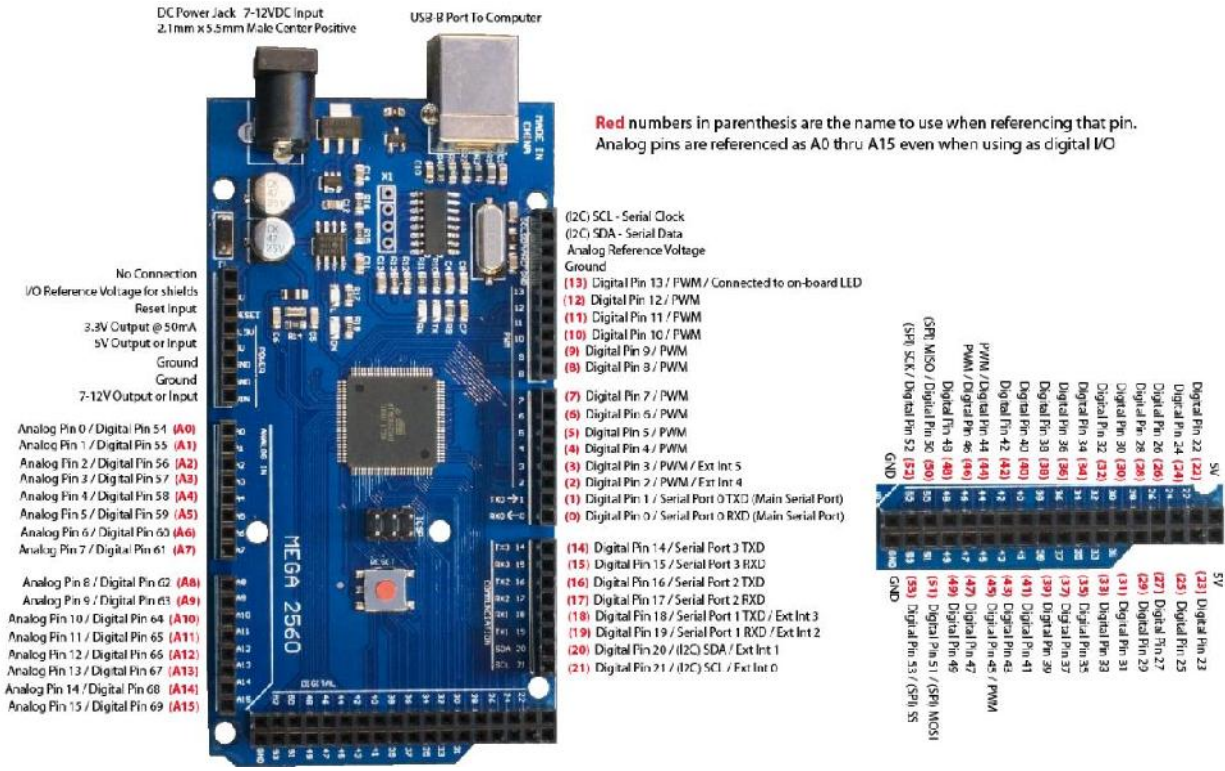


Figura 29: Pinout Arduino Mega 2560.

2.2.4 Pantalla de interfaz con el usuario

Tanto el luxómetro como la Unidad Central disponen de pantallas que ofician de interfaz con el usuario. En ambos casos su función principal es proveer información de las variables que se están midiendo en cada dispositivo.

Para el caso del luxómetro se utilizó la pantalla LCD 12864B. La misma es un módulo de 128x64 pixeles mostrados en un fondo azul con letras de color blanco. Es un *display* programable que permite mostrar combinaciones tanto de graficas como de texto. Puede operar mediante comunicación paralelo o mediante comunicación serie (SPI), lo cual se configura mediante el pin PSB. En la Figura 30 se observa la pantalla.



Figura 30: *Display 12864B*

El *display* se basa en el controlador ST920. Su alimentación es de 5V y permite ajustar el contraste a través de una tensión variable externa que puede lograrse con un potenciómetro.

Por otro lado, en el caso de la Unidad Central se utilizó una pantalla táctil de 3,97" de tamaño. La pantalla cumple la función de facilitar operaciones comunes relativas al sistema al operador. La pantalla brinda la información de las últimas mediciones realizadas por cada Nodo. También gestiona a través de una opción la extracción de la información almacenada de las mediciones que se han estado realizando en el invernadero. Por último, permite acceder a una sección de configuración donde el operador puede modificar algunos parámetros generales del sistema, como el intervalo de medición del sistema, por ejemplo.

La pantalla tiene una resolución de 480x320 píxeles y una aparición de tamaño de 9,7 cm x 6,9 cm. Esta pantalla está desarrollada bajo el microcontrolador ili9488, de la compañía ARM. En la Figura 31 se puede ver la pantalla en cuestión.

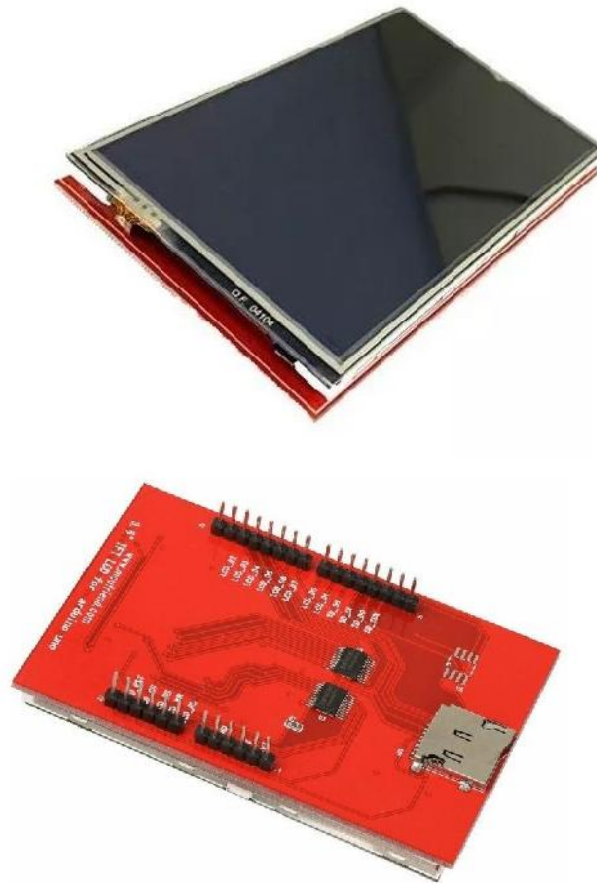


Figura 31: Pantalla táctil.

La pantalla elegida viene preparada para ser utilizada como módulo complementario (conocido comúnmente como *Shield*) tanto para las placas Arduino Uno como Arduino Mega 2560. La parte inferior de la pantalla viene preparada para ser encastrada directamente con cualquiera de estas dos placas. Sin embargo, para el desarrollo de este sistema puntualmente se optó por utilizar un Arduino Mega 2560 debido a que presenta mejores prestaciones de memoria *FLASH* y *RAM*, lo cual permite tener mayor libertad a la hora de diseñar la interfaz con el usuario, disponiendo de mayor cantidad de imágenes e iconos a utilizar, por ejemplo.

Como se mencionó anteriormente, la pantalla cuenta con un microcontrolador ARM ili9488 integrado, pero la programación de la interfaz se realizó a través del IDE de Arduino. Así mismo el diseño de la interfaz fue creado por cuenta propia utilizando sólo librerías de manejo de imágenes, las cuales son guardadas en la memoria microSD incorporada en la pantalla. En la Figura 31 se puede ver que debajo de la pantalla la misma dispone de una ranura para tarjetas microSD para estos fines. La comunicación entre la placa Arduino y la pantalla se realiza a través del protocolo SPI.

2.2.5 Almacenamiento y extracción de datos

Esta sección corresponde a funcionalidades relacionadas a la Unidad Central. A continuación, se describirán los componentes relevantes.

Para conocer la fecha y la hora se utilizó un módulo de reloj de tiempo real (o RTC). Este dato es importante para que el usuario sepa a qué hora y que día corresponde las lecturas de los sensores que visualiza. De esta forma se puede ampliar el análisis de la información, como por ejemplo a determinadas horas del invernadero, o durante los días no hábiles como fines de semana o feriados, etc.

El módulo RTC utilizado se basa en el DS3231. El módulo trae embebido el integrado en cuestión y el resto de los componentes necesarios para su funcionamiento. El DS3231 es un reloj de tiempo real con comunicación I2C. El integrado permanece alimentado a través de uno de sus pines en todo momento gracias a una batería de respaldo que es la que lo mantiene energizado y actualizando la fecha y la hora. Esta batería entra en funcionamiento cuando la Fuente principal de alimentación del dispositivo se interrumpe, que sería el caso en que la Unidad Central se apague por algún motivo. El integrado tiene internamente un oscilador de cristal que permite mantener la exactitud de la fecha y la hora a largo plazo. Es capaz de mantener segundos, minutos, horas, días, días de la semana, meses y años. También funciona en formato de 12 y 24 horas con indicador AM y PM.

Su voltaje de operación es de 3,3V, pero se puede utilizar hasta con 5,5V sin inconvenientes. En la Figura **32** se muestra el módulo en cuestión.

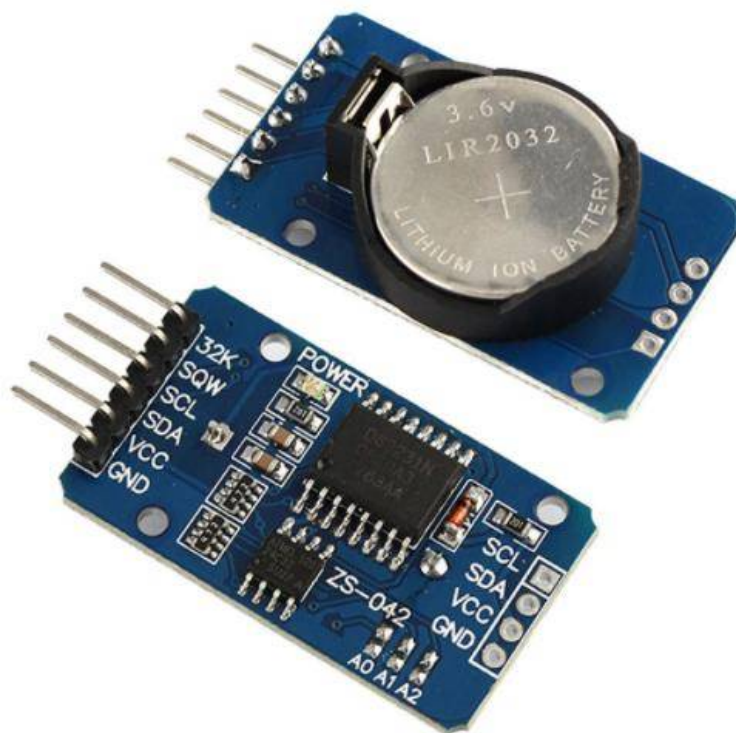


Figura 32: Módulo DS32321.

Como se puede observar, el módulo tiene una pila integrada que mantiene al integrado operativo y actualizado en fecha y hora. Esta pila se inhibe al alimentar el módulo con una fuente externa desde su pin VCC. La pila por si sola tiene una capacidad para mantener el integrado operativo por 3 años aproximadamente. Sin embargo, se debe tener especial atención a que el módulo no quede desenergizado en ningún momento o por la pila o por la alimentación externa ya que perderá la referencia de su hora.

Para el almacenamiento de los datos se utiliza una memoria tipo *ROM* la cual brinda la ventaja de almacenar la información ante eventuales pérdidas de alimentación. Para la elección de la memoria se tuvo en cuenta además la cantidad de información a almacenar, para poder garantizar una cierta cantidad de días de información guardada para su futura extracción. Teniendo en cuenta que la información a guardar por cada lectura consta de 20 *bytes* (7 *bytes* por Nodo más 6 *bytes* de fecha y hora), se optó por memoria de 512 *kbits*, es decir, 64 *kbytes*. Tomando mediciones cada 15 minutos, se obtiene un espacio de almacenamiento de 32 días aproximadamente. Si bien la memoria parece sobredimensionada, se debe tener en cuenta que a futuro el cliente puede pedir reducir el intervalo entre muestras. Si por ejemplo se reduce a 5 minutos, el espacio de almacenamiento se reduce a 10 días. Es por ello que se debe sobredimensionar la memoria para poder contemplar estas variaciones a futuro.

El integrado 24LC512, es una memoria EEPROM de 512 *kbits*. Es una memoria tipo ROM que permite operaciones de lectura y escritura. Tiene una vida útil de 1 millón de escrituras sobre la misma, y un tiempo de retención de la información de 200 años. Se provee en varios encapsulados entre ellos el DIP. Su alimentación puede llegar a los 6,5V. Su consumo de corriente es bajo (400 μ A) y se comunica a través del protocolo I2C. Además, permite agruparse junto a otras memorias para generar arreglos de memoria más grandes. En la Figura 33 se muestra el integrado y su *pinout*.

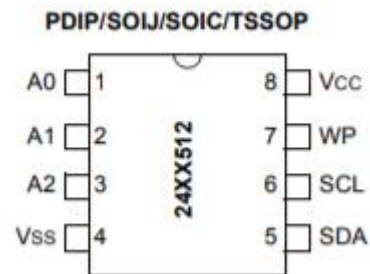


Figura 33: *Pinout* de 24LC512.

Los pines 8 y 4 son la alimentación y GND respectivamente. Los pines 5 y 6 son las líneas de I2C para su comunicación. El pin 7 se utiliza para habilitar o deshabilitar operaciones de escritura. Los pines 1, 2 y 3 se usan cuando se quiere agregar otra memoria para ampliar la memoria total. Para esta aplicación donde solo se utilizará una memoria, los pines 1 2 y 3 deben estar conectados a GND. Además, el pin 7 debe conectarse a GND para habilitar las operaciones de escritura.

Finalmente, para la extracción de datos se utiliza un módulo micro SD. La misma puede observarse en la Figura 34.

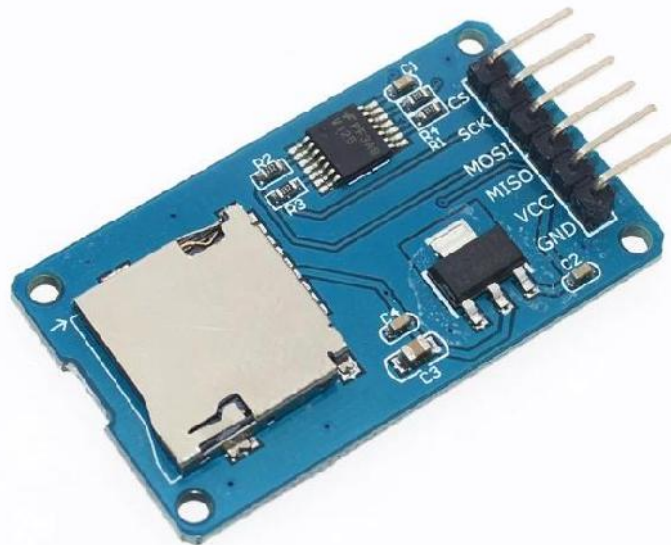


Figura 34: Módulo microSD

Este módulo de interfaz está diseñado para poder alojar fácilmente una tarjeta microSD y realizar operaciones de escritura y lectura. Está diseñada para acceder a la memoria microSD a través de comunicación SPI. Puede trabajar con 3,3 o 5V de alimentación.

La información es enviada a la tarjeta en formato *.csv*. Un *csv* (*comma-separated values*) es un archivo de texto que almacena los datos en forma de columnas, separadas por coma y las filas se distinguen por saltos de línea. Es una forma sencilla de representar la información, de manera tal de luego poder ser interpretados en una PC mediante cualquier programa de manejo de archivos de textos, o datos.

2.2.6 Alimentación

Como se mencionó anteriormente, tanto los Nodos del sistema, la Unidad Central y el luxómetro deben poder funcionar sin presencia de la red eléctrica. El luxómetro es un dispositivo totalmente portátil por lo que esta premisa debe cumplirse. Los Nodos y la Unidad Central necesitan de estar operativos en todo momento por lo que no pueden depender únicamente de la red eléctrica. Además, esto le brinda autonomía a la red al poder desplazar fácilmente los Nodos y reubicarlos en diferentes zonas del invernadero. Por este motivo debe pensarse en la utilización de baterías o similares para alimentar a cada parte del sistema.

Para el luxómetro, se optó por utilizar pilas comunes como alimentación, basado en el hecho de que, por un lado, el dispositivo debe ser independiente de la red eléctrica durante su

funcionamiento, ya que debe ser portátil. Por otro lado, se decidió no utilizar pilas o baterías recargables para evitar la inclusión de un módulo de sistema de carga, ya que el dispositivo en principio permanecerá la mayor parte del tiempo apagado y se utilizará solo para realizar mediciones particulares cuando el cliente lo considere necesario. Por lo que el consumo del luxómetro será mínimo y las pilas pueden durar mucho tiempo antes de que sea necesaria un cambio. De todas formas, el luxómetro informará al usuario sobre el estado de las pilas para que éste sepa cuando deben ser cambiadas.

Por otro lado, tanto para los Nodos como para la Unidad Central se decidió utilizar baterías de gel para alimentar los circuitos correspondientes. En estas baterías se añade al electrolito un compuesto de silicona, lo que provoca que el líquido se convierta en una masa sólida como gelatina, de ahí su nombre.

Esta especial característica, hace que las baterías de gel tengan una mayor vida útil, garantizando un número elevado de ciclos de cargas y descarga, y que reduzcan el porcentaje de evaporación.

Además, soportan descargas profundas y ambientes con vibraciones, golpes y altas temperaturas, cuentan con un voltaje más estable durante la descarga, no requieren de mantenimiento y son más seguras ya que si esta batería se rompe, no hay posibilidad de derrame de líquido.

Una batería de gel tiene una vida útil de 12 años, superior a los 8-9 años de las baterías AGM y mucho mayor que las modernas baterías de litio, de duración aproximada de 3 años.

Esta mayor vida útil se consigue gracias al grosor de sus placas y a la alta densidad de su material activo en forma de gel que permite obtener un mejor. Además, el disponer de unas mejores placas y rejillas favorece una mejor resistencia a la corrosión y un funcionamiento óptimo con el paso de los años. Al disponer de un auto descarga muy baja, este tipo de batería supone una gran ventaja en aquellas instalaciones que se encuentren alejadas o donde no haya un control diario de su funcionamiento.

En contra, las baterías de gel deben cargarse con tensiones más bajas, por eso el cargador ha de estar correctamente ajustado para este tipo de baterías. El peso y tamaño de las baterías de gel es una desventaja también respecto a la portabilidad del sistema.

Se analizó como principal reemplazo las baterías de ion de litio (Li-ion). Estas baterías son pequeñas respecto a las baterías de gel y pueden lograrse bancos de gran capacidad con pocas de ellas, alcanzando distintos niveles de tensión también, por lo que hacen que sea una opción muy versátil para la aplicación. Sin embargo, la principal desventaja y motivo por el cual fueron descartadas es que su sistema de carga debe ser muy preciso y seguro, ya que esta tecnología es sensible a excesos de temperatura, así como de corriente. Las baterías LI-ion pueden arruinarse fácilmente si no se cargan debidamente. Es por ello que se necesita de un circuito que administre la carga segura de estas baterías (en el mercado conocido como *BMS*, por sus siglas en inglés de *Battery Management System*). La necesidad de agregar un sistema de carga preciso genera también una variable de falla más al sistema.

Además de la necesidad de una batería, también se necesita de un circuito que pueda cargar las baterías cuando no funcionen. Es por ello que los Nodos y la Unidad Central deben estar preparados para recibir tensión de red y convertirla en una tensión óptima para la carga de la batería. La red además de cargar la batería debe poder proveer de energía al resto del circuito para asegurar la operación continua del sistema.

Resumiendo, para el luxómetro se utilizarán pilas para la alimentación del circuito mientras que para los Nodos y la Unidad Central se utilizarán baterías y una alimentación de red. La batería a utilizar tanto en los Nodos como en la Unidad Central será de 6V con una capacidad de 4 Ah.

2.2.7 Conversor USB a TTL

Para comunicarse con una computadora, tanto para descargar un código en el microcontrolador como para enviar y recibir datos, se debe tener en cuenta que las computadoras hoy en día generalmente manejan como interfaz de comunicación los puertos USB con su respectivo protocolo, mientras que la UART del microcontrolador se basa en una comunicación serie asincrónica con tecnología tipo TTL. Estas comunicaciones no son compatibles entre sí se las quiere conectar directamente, ya que el protocolo USB utiliza dos líneas de transmisión que transmiten simultáneamente tanto para enviar como para recibir datos. La comunicación serie por otro lado tiene una línea dedicada a la transmisión y una para la recepción. También se debe mencionar que los niveles lógicos de interpretación de las señales como ALTO y BAJO si bien son similares no son iguales. Es por ello que se debe utilizar un circuito de interfaz para adaptar un protocolo a otro y lograr una correcta comunicación entre los dispositivos finales.

En el mercado existen varias soluciones modulares que realizan esta función. Se conocen como conversores USB a TTL. Se basan principalmente en un integrado que internamente convierte y adapta las señales USB provenientes de un ordenador a señales de comunicación serie aptas para la UART del microcontrolador y viceversa. A modo ilustrativo se muestra en la Figura 35.

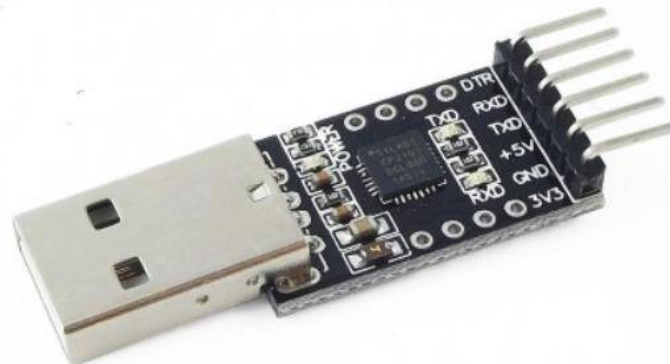


Figura 35: Conversor USB a TTL genérico.

En un extremo se conecta el cable USB proveniente de la computadora y en el otro extremo se conectan cables individuales que van hacia el microcontrolador. Los pines a conectar desde el lado del microcontrolador suelen variar dependiendo el modelo, pero todos traen los cuatro pines necesarios para realizar la comunicación. Estos son el pin de alimentación +5V, el pin de GND y los cables de transmisión Tx y recepción Rx. El pin de GND debe conectarse a GND del

microcontrolador. El pin de +5V alimenta el microcontrolador, aunque no es necesario usarlo si se tiene una fuente de alimentación externa. Por último, los pines de Rx y Tx deben conectarse invertidos desde el controlador hacia el conversor.

Con este conversor puede descargarse un programa a un microcontrolador. Puntualmente, al microcontrolador Atmega328p presentado en la sección [2.2.3 – Microcontrolador](#). Para hacerlo se debe conectar el cable USB desde el conversor a la computadora y desde el entorno de programación (IDE por sus siglas en inglés) se debe enviar el código al microcontrolador.

2.3 Diseño de Luxómetro

2.3.1 Diseño de *hardware* prototipo I

El motivo que impulsó la realización de un primer prototipo fue la posibilidad de evaluar y probar los sensores a utilizar en un circuito a pequeña escala y desarrollar tanto el *hardware* como el *software* necesario para poder adquirir las mediciones, lo cual a su vez permitió dar los primeros pasos en la utilización de herramientas de diseño de PCB y de programación.

El medidor consta de los siguientes elementos:

- Un sensor de luminosidad BH1750
- Un sensor de UV SI1145
- 4 pilas AAA de 1,5V cada una, que conforman la alimentación del circuito.
- Una placa Arduino Nano como unidad de procesamiento principal.
- Un *Display* LCD de 16x2 como pantalla de representación al usuario.
- Botón pulsador de encendido.
- Un circuito de apagado automático (*Auto Power Off*)

El diagrama en bloque del sistema corresponde al de la Figura 4. Las variables de luminosidad y radiación UV son captadas por los sensores mencionados. Los datos son enviados hacia la placa Arduino Nano a través del protocolo I2C. En el apartado [6.3 - Protocolo I2C](#) se detalla el principio de funcionamiento de este protocolo). El Arduino Nano luego presenta estos datos en el *display* LCD, junto con el estado de energía disponible de las pilas

Como se mencionó en la sección [2.2.3 - Microcontrolador](#), para el primer prototipo se utilizó la placa Arduino Nano como unidad de procesamiento principal. Las características de esta placa se pueden observar en la sección nombrada.

El circuito del luxómetro se observa en la Figura 36. La misma fue dividida en bloques que responden al diagrama de la Figura 4.

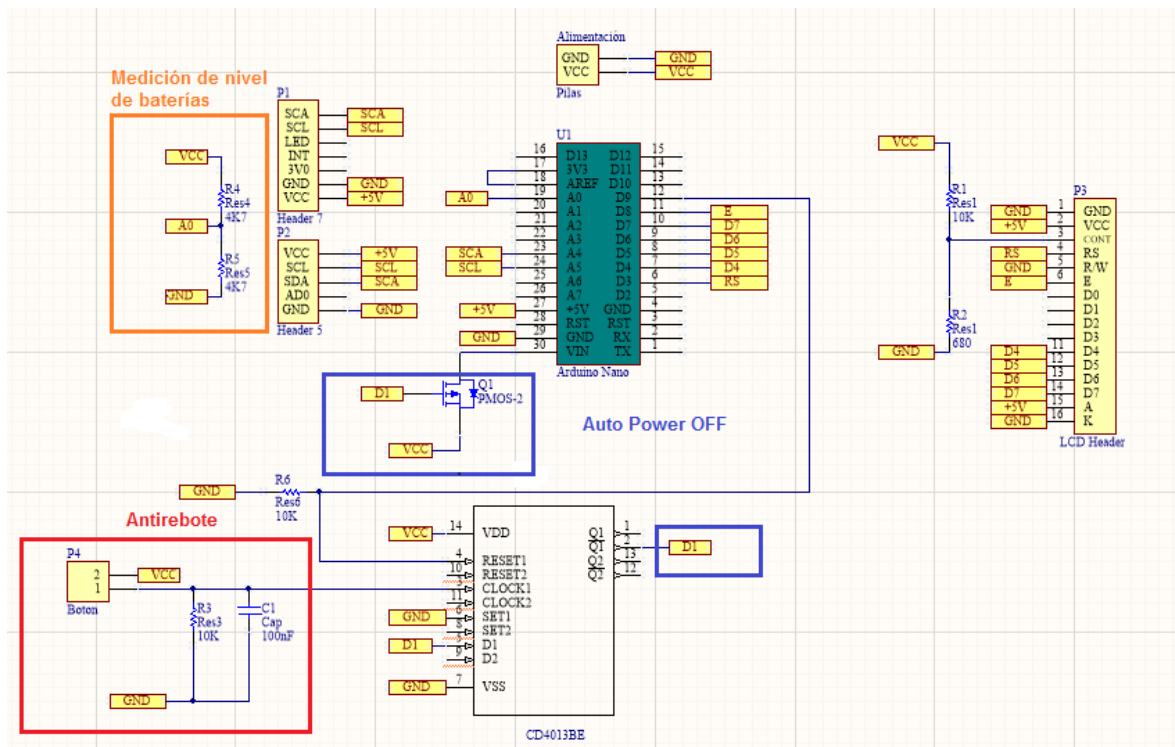


Figura 36: Circuito del prototipo I del luxómetro separado en etapas.

La alimentación es a través de 4 pilas AAA de 1.5V. Por lo que la alimentación general del sistema en promedio es de 6V. En el apartado [2.2.6 – Alimentación](#) se mencionó las razones por las cuales se utilizan pilas no recargables. Las pilas alimentan el Arduino Nano a través de su pin V_{IN} . La alimentación de los sensores y de la pantalla se hace a través del pin de 5V que provee la placa Arduino Nano.

La comunicación de los sensores se realiza a través del protocolo I2C. En el apéndice [6.3 Protocolo I2C](#) se menciona con mayor detalle este protocolo. En este punto se mencionará solamente que se requieren dos líneas únicamente para lograr la comunicación. Éstas son SDA y SCL. Para lograr la correcta comunicación ambas líneas deben estar conectadas a resistencias *Pull-up* con la tensión de alimentación. Estas resistencias sin embargo no se observan en la Figura 36 ya que están integradas en la placa Arduino Nano. Por otro lado, el protocolo permite conectar múltiples dispositivos, por lo que solamente con las líneas SDA y SCL se puede comunicar los dos sensores con la placa Arduino.

Entonces la conexión de los sensores en este prototipo consta de las líneas de I2C, la alimentación y GND del sistema. Los sensores traen otras funcionalidades que no se usan en este sistema.

El nivel de las pilas se adquiere por medio de un divisor resistivo y a través del conversor analógico digital que posee el microcontrolador de la placa. El divisor se realizó con dos resistencias de 4,7 kΩ, logrando que la tensión de entrada se reduzca a la mitad. El divisor es necesario ya que la tensión de la batería a medir no puede superar la tensión de referencia del conversor analógico digital. De esta forma, en el caso de que la batería sea máxima de 6 V la tensión a convertir es de 3V.

Para aprovechar el rango de conversión del conversor del microcontrolador se ajustó la tensión de referencia del conversor a 3,3 V. Ésta por defecto está fijada en 5V. La referencia puede ajustarse conectando la salida de 3,3 V propia de la placa al pin REF (o AREF en el caso del esquemático) e indicando desde el código del programa que la referencia se toma de forma externa (es decir, desde el pin AREF).

La resolución del conversor Res se calcula a través de la Ecuación 2, donde $Vref$ es la tensión de referencia y n es la cantidad de *bits* que posee el conversor.

$$Res = \frac{Vref}{(2^n - 1)}$$

Ecuación 2: Resolución del conversor del microcontrolador.

Teniendo en cuenta que el conversor de la placa es de 10 *bits* ($n=10$) se obtienen 1024 valores. Entonces la resolución para una tensión de referencia de 5V (establecida por defecto) es de 4,88 mV, y para una tensión de referencia de 3,3V es de 3,22mV. De esta forma se obtienen mediciones más precisas de la tensión del divisor resistivo. Esta señal se mide desde el pin analógico A0.

La placa Arduino Nano se encarga de comunicarse con los sensores de UV y luminosidad, así como divisor resistivo y procesar la información para luego enviársela a un *display* LCD de 16 caracteres y 2 líneas. Este *display* presentará los datos de luminosidad, UV y nivel de batería, así como sus unidades de medición. Para el caso de del índice de luminosidad la unidad son los lúmenes (lx), mientras que el índice UV no tiene unidad, sino que es una escala que comienza en 0. La interpretación del índice UV debe hacerse con tablas adjuntas que muestran que implica el valor relevado por el sensor, como la que se muestra en la Tabla 3 a continuación.

bajo	INDICE UV 1	INDICE UV 2	
moderado	INDICE UV 3	INDICE UV 4	INDICE UV 5
alto	INDICE UV 6	INDICE UV 7	
muy alto	INDICE UV 8	INDICE UV 9	INDICE UV 10
extremadamente alto	INDICE UV 11 ⁺		

Tabla 3: Escala índice UV.

Se puede observar que a medida que el número que representa el índice UV es más grande, la presencia de radiación UV es más fuerte.

Por otro lado, en la Tabla 4 se presentan algunos valores comunes de luminosidad bajo diferentes ambientes, para poder interpretar los valores otorgados por el sensor.

Situación	Luxes [lx]
Noche	0.001-0.02
Luna llena	0.2-0.6
Día nublado, en interior	5 a 50
Día nublado, en exterior	50-500
Día soleado, en interior	100-1000
Bajo luz directa del sol	100.000
Habitación, salón	150-300
Mesa oficina/lectura	500-700
Supermercados/exposiciones	750-1000
Mesas dibujo/trabajo	1000-1500

Tabla 4: Valores tradicionales de intensidad lumínica

El indicador de batería del *display* consiste en una alerta de batería baja, establecida en 2,7 V en el divisor, es decir, una tensión de batería de 5,4V. El mismo fue probado mediante la utilización de una fuente externa, y bajando el nivel de la misma, hasta notar por debajo de dicho valor un decremento en el brillo y el contraste de la pantalla.

Este valor es un umbral seguro para que el medidor pueda seguir funcionando de forma correcta a pesar de que se recomienda el cambio de pilas. En 5,2V el *display* LCD baja su contraste, haciendo necesario el reemplazo de las mismas.

El *display* de 16x2 se comunica con la placa Arduino a través de 4 líneas de datos. Estas líneas son digitales y pueden usarse cualquiera de las disponibles en la placa Arduino. Se deben aclarar sin embargo en el código del microcontrolador cuales líneas se han utilizado para lograr una correcta comunicación. El *display* permite también ajustar el contraste a través de un divisor resistivo. El resto de las conexiones son configuraciones de habilitación y operaciones del LCD.

El sistema del primer prototipo entonces consiste esencialmente del Arduino Nano comunicándose con los sensores y midiendo el estado de la batería periódicamente y representarlo en la pantalla LCD.

A continuación, se detallará como se diseñaron las etapas relacionadas con la alimentación del luxómetro.

Con el objetivo de prolongar la durabilidad de la batería de alimentación al máximo, se propuso e implementó un circuito de apagado automático. El apagado del dispositivo proviene desde una señal del Arduino Nano.

El apagado del equipo puede realizarse de dos formas:

- A través del usuario, presionando el botón de encendido/apagado.
- Por *software*, luego de que se cumpla un tiempo funcionamiento de **5** minutos. Este tiempo se tiene en cuenta desde que se enciende.

El dispositivo puede prenderse nuevamente presionando el botón de encendido.

Para dicho objetivo se tuvieron las siguientes consideraciones:

- Se utilizó un botón de encendido tipo *switch* sin retención, para que no quede la señal de alimentación constantemente activada. De esta forma, se puede intervenir el sistema con una señal externa como por ejemplo una proveniente de un dispositivo de control para manejar el paso de corriente al sistema.
- Se usó un MOSFET Canal P conectado previamente al pin Vin de la placa Arduino Nano, mediante la siguiente configuración:
 - 1) El *Drain* Conectado a la entrada de alimentación la placa Arduino, y el *Source* a la alimentación de las pilas. De esta manera se comanda el paso de la alimentación a la placa Arduino mediante la señal D1(ver Figura **36**) en el *Gate*. Como el MOSFET es de canal P, cuando D1 es igual a la tensión en el *Source*, entonces se impide el paso de corriente, por lo que la placa Arduino se mantiene apagada. Caso contrario cuando D1 es igual a GND, entonces el MOSFET permite el paso de corriente hacia el pin Vin por lo que la placa se enciende.
 - 2) Usando originalmente D1 como la señal de apagado por *Software* de la placa Arduino, ésta cumple con el requisito de un apagado automático, pero no permite implementar un apagado por acción del interruptor. Para solucionar este inconveniente, se agregó un *Flip Flop* D. Puntualmente, se utilizó el CD4013B. El objetivo del mismo es almacenar el estado del pulsador. El pulsador se utiliza como señal de reloj o *Clock*, aprovechando el flanco positivo que genera el pulsado. El pin D se conecta directamente a la salida Q/ trabajando en modo de conmutación. El pin de *SET* se conecta a GND. El pin de *RESET* es manejado por el mismo pin de Arduino.

De esta manera D1 puede cambiar de estado y cortar el MOSFET en ambas condiciones: ya sea por un pulsado del botón, o por la señal de *RESET* de la placa Arduino. La Tabla **5** muestra la tabla de verdad del CD4013B. Observando la función del *RESET*, independientemente de si existe flancos y de la entrada, al activar este pin, la salida Q/ se vuelve a "1".

CLOCK	INPUTS			OUTPUT (Q)	INVERTED OUTPUT (\bar{Q})
	SET	RESET	D		
↑	0	0	0	0	1
↑	0	0	1	1	0
↓	0	0	X	Q_0	\bar{Q}_0
X	0	1	X	0	1
X	1	0	X	1	0
X	1	1	X	1	1

Tabla 5: Tabla de verdad del CD4013B.

Es importante mencionar que el circuito apagado consume una corriente del orden de los $0,06 \mu\text{A}$. El MOSFET actúa como un interruptor controlado por tensión, en este caso desde el Arduino, a través del *Flip Flop*, y la corriente por el *Gate* es despreciable en comparación con la que circularía si utilizamos un transistor bipolar de juntura, donde se puede llegar a tener hasta 40mA circulando por la base, la cual es la corriente máxima que entrega el microcontrolador Atmega328p y además reduce el uso de las pilas. La función de un microcontrolador es entregar señales de control (voltajes), no corriente. Entre menor sea la corriente de base, más eficiente será el circuito de control

Otra de las razones por las que se utiliza un MOSFET es por su baja caída de tensión entre *Source* y *Drain*. Teniendo en cuenta que la tensión que circula por este transistor es la que alimenta la placa es importante minimizar las caídas de tensión de la electrónica que le precede. Además, esta caída particularmente generaría el umbral de tensión que se planteó para ser mostrado en el *display* LCD se alcance antes, haciendo que las pilas se reemplacen antes de lo previsto.

Como se mencionó anteriormente, se eligió utilizar un botón pulsador y no una tecla fija para el encendido y apagado del luxómetro, con el objetivo de poder agregarle la funcionalidad del sistema de *Auto Power OFF*. Los interruptores y pulsadores mecánicos son, normalmente, dispositivos que cierran un circuito poniendo en contacto dos láminas metálicas. Las láminas metálicas utilizadas en la construcción de los botones poseen, inherentemente, elasticidad. Por ello al intentar ponerlas en contacto se genera un choque que produce un movimiento en sentido contrario que aleja las láminas. Este fenómeno es conocido como efecto rebote. El efecto se manifiesta en el hecho que durante un cierto tiempo el botón oscila entre cerrado y abierto debido a la elasticidad de los contactos previamente mencionada. El fenómeno se puede dar tanto al cerrar el circuito como al abrirlo. Está oscilación mecánica conlleva a una oscilación eléctrica, haciendo que la señal pase de un estado al otro en múltiples ocasiones, antes de alcanzar el estado final. La Figura 37 muestra una señal eléctrica en función del tiempo que inicialmente se encuentra con un nivel de tensión determinado y al accionar el botón, se corta el paso de corriente por el mismo, llevando la señal a cero. Se observa un tiempo transitorio donde la señal conmuta entre el nivel de tensión inicial y el final.

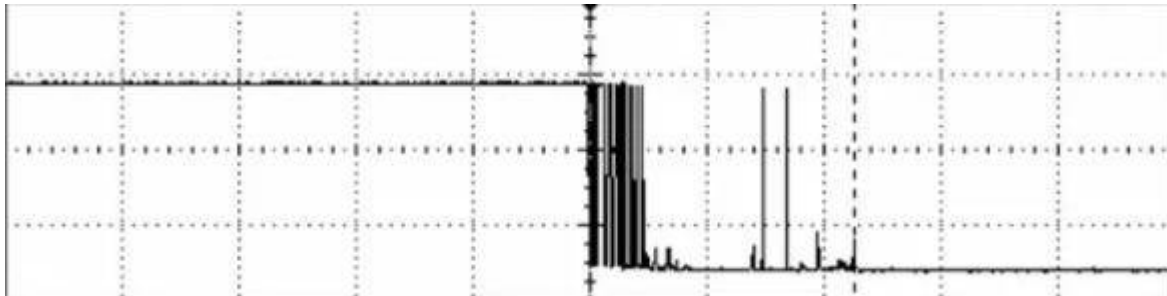


Figura 37: Efecto rebote genérico

El efecto de rebote es aleatorio ya que depende de las propiedades constructivas del botón. El mismo puede conmutar de estado cualquier cantidad de veces y el tiempo transitorio durante el cual se produce el efecto no es fijo.

Dependiendo de la aplicación, el efecto rebote puede ocasionar que el circuito no responda de acuerdo a lo esperado. Si los dispositivos electrónicos son sensibles a las variaciones de estado que genera el pulsado del botón en los tiempos en los que ocurre, éstos responderán, pudiendo ocasionar variaciones en el comportamiento del circuito.

En el circuito del luxómetro (Figura 36) el pulsador es la señal de reloj del *Flip Flop D* (activada por flanco positivo). Esta señal es la que comanda el paso de corriente al resto del circuito. Si la señal de reloj detecta dos flancos positivos consecutivos el sistema prenderá y apagará. Por cada flanco de reloj el circuito tendrá alimentación o no dependiendo de su estado anterior. El efecto rebote genera que el circuito se prenda y apague un número aleatorio de veces hasta que finalmente el rebote desaparece. Debido a la aleatoriedad del rebote, el pulsado del botón puede no generar el efecto deseado, ya que el *Flip Flop* responderá al último flanco positivo generado.

Se debe tener en cuenta que, en este caso, los tiempos del reloj del *Flip Flop* hacen que capte variaciones de la señal en tiempos comparables a las transiciones del rebote. Por citar un ejemplo, el *Flip Flop D* CD4013BE especifica en su hoja de datos que los tiempos de subida y bajada de flanco de la señal de reloj (*rising and falling edge time* T_r y T_f) son como máximo de 15 μs , por lo que transiciones menores a ese tiempo serán tomadas como flancos de disparo.

Por otro lado, se debe contemplar que el tiempo mínimo de pulso de la señal de reloj del *Flip Flop D* (T_w o *pulse width*) es como mínimo 140 ns, por lo que pulsos que duren más que este tiempo serán considerados como válidos.

Para solucionar estas posibles oscilaciones en una primera instancia se colocó un capacitor entre la señal de salida del pulsador, con una resistencia en paralelo. Esto puede verse en la Figura 36. El objetivo del capacitor es el de cargarse al valor de la tensión de alimentación una vez que se pulsara el botón de encendido. En el caso de que existiese un rebote donde la tensión de alimentación cambie a GND, el capacitor cargado debe poder mantener la señal de reloj del *Flip Flop* en su estado alto hasta que el efecto del rebote se extinga. De esta forma se evitaría un nuevo flanco positivo que apagaría el sistema involuntariamente. La resistencia en paralelo permite que el capacitor se descargue una vez que el pulsador se suelte y se corte el paso de alimentación hacia él. La resistencia y el capacitor deben dimensionarse para que la descarga del mismo se realice en tiempos mayores al de la duración del rebote. Para conocer el tiempo de duración del efecto rebote en el pulsador utilizado se conectó la salida del mismo a un

osciloscopio. Se realizaron varias pruebas, llegando a la conclusión de que el rebote en el peor de los casos no superaba los 300 μs . Es importante aclarar que este tiempo es aleatorio y no es el mismo para todos los botones. En la Figura 38 se observa una de las pruebas donde se ve el efecto, que dura 200 μs .

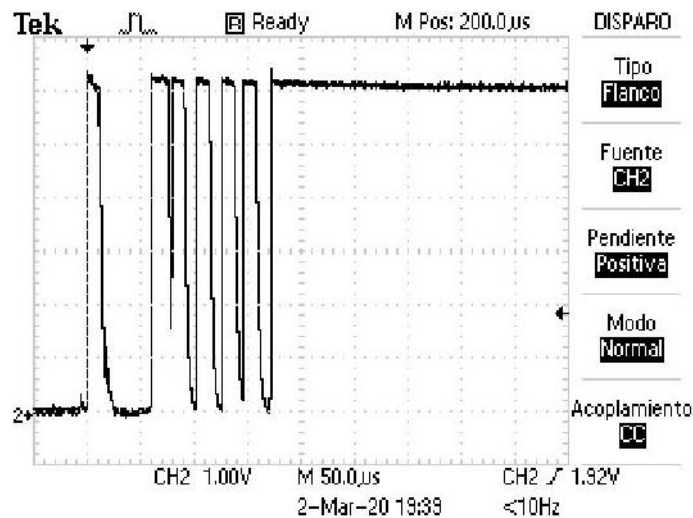


Figura 38: Rebote del pulsador en el luxómetro.

Analizando la Figura 38 se observa que los pulsos, si bien son aleatorios se asemejan en que sus pulsos duran más que 140 ns y que los tiempos de subida y bajada del flanco son menores a 15 μs , por lo que, desde la entrada de reloj del *Flip Flop D* se verán pulsos que conmutan la salida Q del mismo, alterando el funcionamiento del circuito en general.

Teniendo en cuenta que la constante de descarga del capacitor t_c en este caso es el producto entre el valor de capacidad C_1 y el valor de resistencia R_3 entonces para unos valores de 100 nF y 10k Ω respectivamente se obtiene una constante de 1ms. Ese valor es 5 veces mayor a los tiempos medidos de anti rebote en la Figura 38.

2.3.2 Diseño de *Software* prototipo I

Para el desarrollo del código de la placa Arduino se utilizó su entorno de desarrollo (IDE) oficial. El código incluye el uso de librerías para manejar tanto la pantalla LCD como los sensores con protocolo I2C.

En la Figura 39 se muestra el flujograma del programa el cual resume la operación cíclica del código que corre en la placa Arduino desde el momento que se lo energiza. A la derecha se muestra qué representa cada bloque.

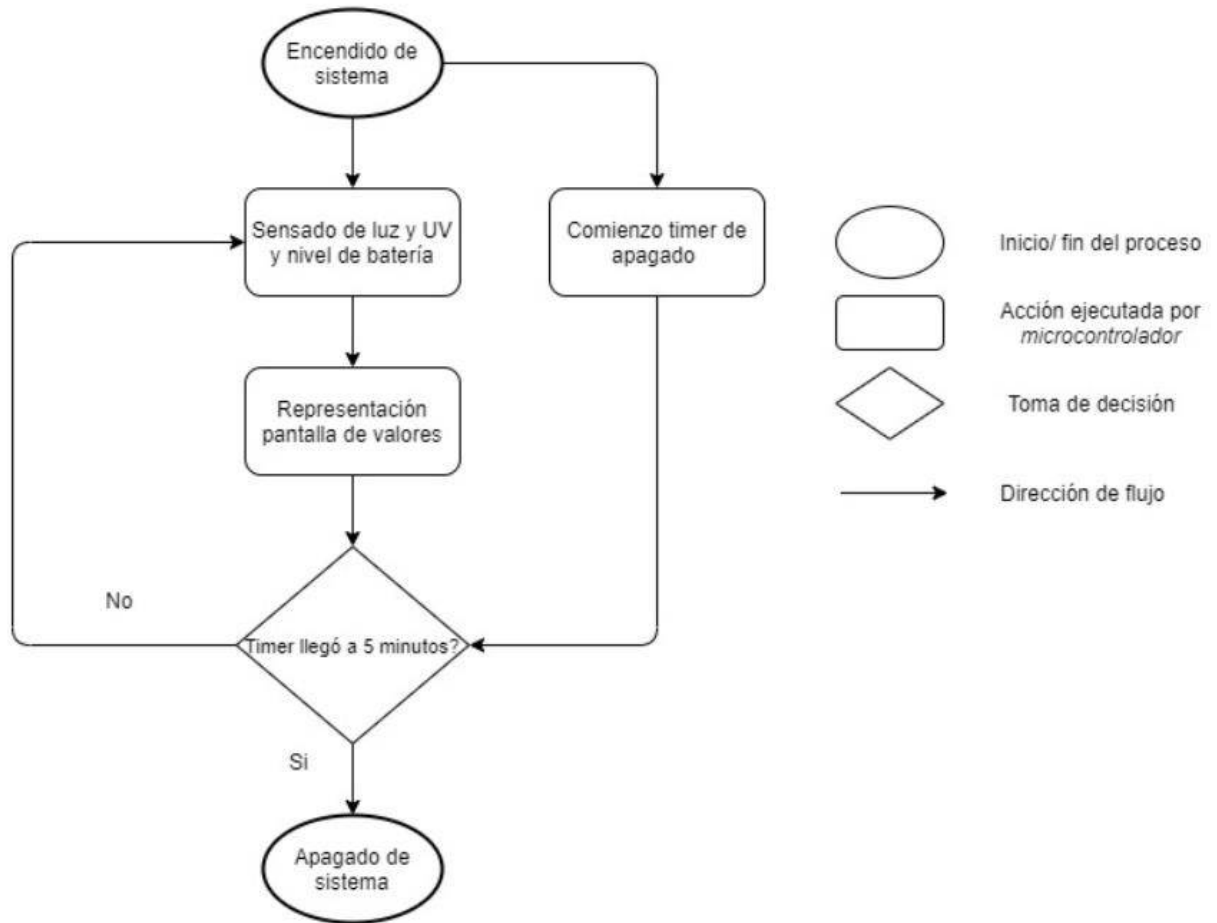


Figura 39: Flujograma de luxómetro prototipo I.

2.3.3 Implementación prototipo I

Para la implementación del luxómetro se utilizó un programa de diseño de circuitos impresos. Es una poderosa herramienta de uso profesional con gran soporte de librerías. Provee varias funcionalidades tanto para el desarrollo de esquemáticos, así como para placas de circuito impreso (PCB).

La placa se realizó con componentes de encapsulado DIP. En la Figura 40 se observa la placa final del primer prototipo del luxómetro.

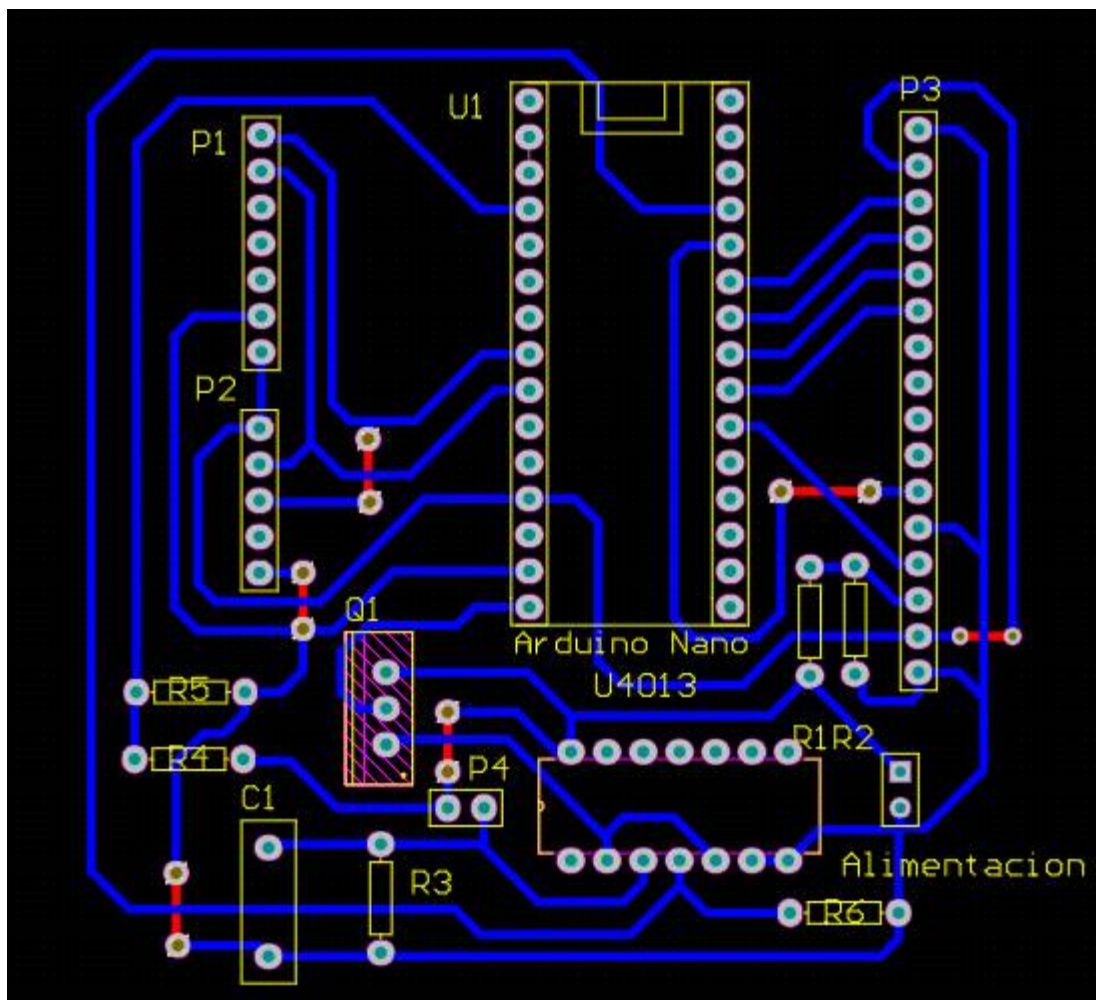


Figura 40: PCB del luxómetro prototipo I.

Tantos los sensores identificados como P1 y P2, así como la pantalla LCD (P3) e interruptor (P4) están representados como una tira de postes. Esto se debe a que son los elementos que no permanecen en la placa, sino que se deben colocar en su ensamblaje final sobre una de las caras laterales del gabinete que contiene a todo el sistema. La conexión entre la placa y el elemento final se hace a través de cables con conectores especiales en las puntas acordes para una conexión en una tira de poste. El resto de los componentes permanecen en la placa. El zócalo de encastramiento del Arduino Nano, así como del Flip Flop D permiten su rápida extracción y reemplazo en caso de ser necesario.

Todo el sistema se ensambló en una caja eléctrica embutida apta para exteriores y con tapa superior desmontable. Este Prototipo fue entregado al cliente luego para ser probado y obtener una devolución sobre el funcionamiento de los sensores principalmente, que es el objetivo de este primer acercamiento al sistema.

2.3.4 Pruebas y resultados prototipo I

Una vez diseñado y montado el circuito final en la placa PCB, se procedió a realizar pruebas de funcionalidad para verificar la correcta operación del mismo.

En primer lugar, se procedió a medir el consumo de corriente del circuito de *Auto Power Off*. El mismo resultó de 2mA. Este valor comparado con el resto del circuito se consideró despreciable. Sin embargo, el cliente luego de utilizar el dispositivo aclaró que las pilas se consumían rápidamente a pesar de que el luxómetro se utilizó muy poco tiempo. Se concluyó que el mismo circuito de *Auto Power Off*, si bien cumplía correctamente su función, el consumo del mismo consumía las pilas por lo que resultó necesario un cambio del diseño del mismo.

Por su parte la pantalla LCD, así como el Arduino Nano demostraron un correcto funcionamiento, aunque el espacio para representar los valores relevantes resultó muy pequeño.

Respecto al funcionamiento de los sensores se observó una saturación en el valor de luz al exponer el sensor a luz directa. Esto era esperable teniendo en cuenta que el fabricante especifica que el valor máximo de medición es de 65535 lx y tal como se describió en la Tabla 3 en la Sección [2.3.1 – Diseño de hardware prototipo I](#), la luz directa del sol es cercana a 100000 lx. Tras un comportamiento de diferentes sensores y equipos de medición de luz se concluyó que esto es algo habitual.

Por otro lado, no se lograron obtener mediciones precisas del índice UV ya que dicho sensor calcula el UVI indirectamente a través de la luz visible e infrarroja, mediante un algoritmo proporcionado por el fabricante.

Esto se comprobó mediante una comparación de funcionamiento con un dispositivo medidor de UV provisto por los directores del proyecto, el cual utiliza el sensor de UV ML8511 el cual posee una mejor respuesta.

Al momento de probar el sistema anti rebote se notó que no se tuvo en cuenta tipo de tecnología del *Flip Flop* D utilizado. El *Flip Flop* usado en esta aplicación es de tecnología CMOS. El mismo posee zonas prohibidas de tensión de entrada donde el fabricante no puede asegurar el correcto funcionamiento del dispositivo. En la familia CMOS la zona prohibida se encuentra entre 1,5 y 3,5 V. Valores mayores a 3,5 son tomados como un 1 lógico, mientras que valores menores a 1,5 serán tomados como un 0 lógico. Es por ello que además de solucionar el problema del rebote, se debe lograr generar una señal con transiciones lo suficientemente rápidas para evitar generar falsas lecturas por parte del *Flip Flop*, justamente por la posibilidad de caer en estas zonas prohibidas.

2.3.5 Diseño de hardware prototipo II

En base a las pruebas realizadas en el prototipo I y a los resultados obtenidos conjunto con sugerencias y pedidos del cliente, se implementaron los siguientes cambios:

- Cambio de sensor UV SI1145 por UV Sensor ML8511. Con este último sensor se obtiene una medición tanto del índice UV en escala UVI como en radiación.
- Reemplazo de la placa Arduino Nano por el microcontrolador ATmega328p con fines académicos y en el marco del Proyecto Final. El código desarrollado en el prototipo I funciona también para este microcontrolador.
- Análisis y pruebas de diferentes materiales para cubrir los sensores y evitar su deterioro a la intemperie.
- Rediseño del circuito de *Auto Power OFF* ya que su consumo en estado APAGADO del equipo agotaba lentamente la carga de las pilas. Este aspecto es importante teniendo en cuenta que el equipo está más tiempo apagado que prendido.
- Rediseño de circuito de encendido del equipo.
- Reemplazo de pantalla LCD de 16x2 a 20x4. De esta manera, al agregar el dato de la medición de UV en potencia, se puede visualizar 4 variables a la vez (UVI, potencia, luz y batería)

El circuito del prototipo II se puede ver en la Figura 41.

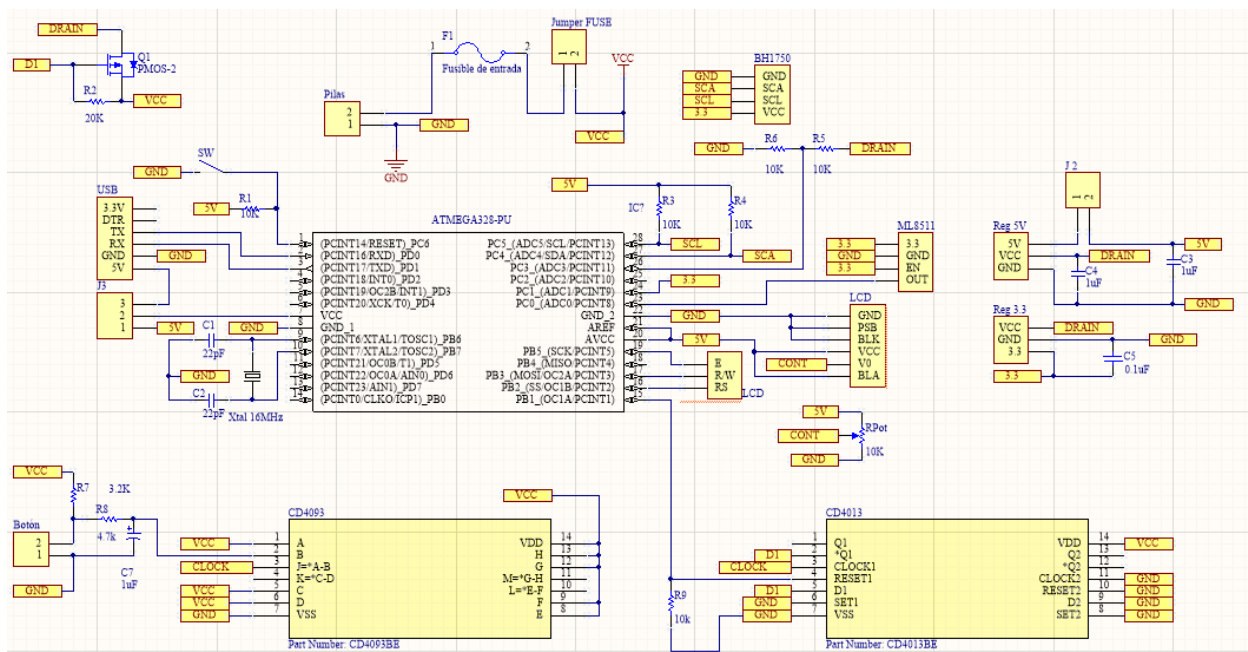


Figura 41: Diagrama circuital del prototipo II del luxómetro.

El circuito a grandes rasgos es el mismo que el del prototipo I, salvo por las modificaciones mencionadas anteriormente. En esta versión, la primera etapa que se encuentra es la del encendido/apagado del sistema, donde se encuentra el circuito anti rebote. El anti rebote está conformado por las resistencias R_7 , R_8 , el capacitor C_7 y el integrado CD4093, que dentro tiene 4 compuertas NAND Trigger *Schmitt* de dos entradas. De estas compuertas sólo se utiliza una,

por lo que para el resto sus entradas se llevan a V_{CC} (alimentación de las pilas). En la compuerta utilizada una de las entradas (pin 1) se conecta también V_{CC} constante para agregar redundancia y que las variaciones de la salida de la compuerta sólo dependan de la otra entrada (pin 2). Ésta se conecta directamente a C_7 . La salida del integrado (pin 3) se conecta la señal de reloj del integrado CD4013 (pin 3), el cual es el *Flip Flop D* utilizado para el prototipo I. La salida utilizada es la negada (pin 2) que se conecta directamente a la entrada de datos del *Flip Flop* (pin 5). De esta forma, por cada pulso de reloj la salida conmuta de estado.

La tensión de las pilas alimenta en todo momento ambos integrados mencionados previamente.

La salida del *Flip Flop D* se utiliza para comandar el *Gate* de un transistor MOSFET canal P. El mismo tiene conectado en el *Source* la tensión de las pilas. El transistor se utiliza como una llave que permite el paso de corriente o no al resto del circuito. El estado de la llave depende del estado del *Gate*, que a su vez depende de si se prende o no el sistema. El uso del MOSFET recae en que la salida del *Flip Flop* está limitada en corriente. Se podría pensar el circuito teóricamente sin el uso del MOSFET, pero el valor máximo de corriente que puede entregar una salida del *Flip Flop* es menor a la corriente necesaria para alimentar el resto del circuito, por lo que se hace uso del transistor, que puede soportar corrientes mucho mayores, para que la corriente pase a través de él. Además, El MOSFET tiene la ventaja sobre un transistor bipolar de juntura de que su caída de tensión entre *Source* y *Drain* es despreciable. Esto es importante teniendo en cuenta que la tensión de las pilas es la que alimenta el resto del sistema. En el circuito de la Figura 41 el MOSFET está representado como Q1. La resistencia R_2 de 20 k Ω se utiliza como resistencia de *Pull-up* para mantener el *Gate* a la misma tensión que el *Source* y por lo tanto impedir el paso de corriente de *Source* a *Drain*. Esto último ocurrirá cuando se genere 0V desde la salida del *Flip Flop*.

Al igual que en la sección [2.3.1 Diseño de hardware prototipo I](#), existe en este segundo prototipo el efecto del rebote mecánico del pulsador de encendido. En este caso, el efecto de rebote es generar una reacción no deseada en el circuito, ya que el *Flip Flop* responderá al último flanco positivo generado.

Se debe tener en cuenta que, en este caso, los tiempos del reloj del *Flip Flop* hacen que capte variaciones de la señal en tiempos comparables a las transiciones del rebote. Por citar un ejemplo, el *Flip Flop D* CD4013BE especifica en su hoja de datos que los tiempos de subida y bajada de flanco de la señal de reloj (*rising and falling edge time* T_r y T_f) son como máximo de 15 μ s, por lo que transiciones menores a ese tiempo serán tomadas como flancos de disparo aleatorio ya que depende de las propiedades constructivas del botón. El mismo puede conmutar de estado cualquier cantidad de veces y el tiempo transitorio durante el cual se produce el efecto no es fijo.

Dependiendo de la aplicación, el efecto rebote puede ocasionar que el circuito no responda de acuerdo a lo esperado. Si los dispositivos electrónicos son sensibles a las variaciones de estado que genera el pulsado del botón en los tiempos en los que ocurre, éstos responderán, pudiendo ocasionar variaciones en el comportamiento del circuito.

En el circuito del luxómetro (Figura 41) el pulsador es la señal de reloj del *Flip Flop D* (activada por flanco positivo). Esta señal es la que comanda el paso de corriente al resto del circuito. Si la señal de reloj detecta dos flancos positivos consecutivos el sistema prenderá y apagará. Por cada flanco de reloj el circuito tendrá alimentación o no dependiendo de su estado anterior. El efecto rebote genera que el circuito se prenda y apague un número aleatorio de veces hasta que finalmente el rebote desaparece.

Por otro lado, se debe contemplar que el tiempo mínimo de pulso de la señal de reloj del *Flip Flop D* (T_w o *pulse width*) es como mínimo 140 ns, por lo que pulsos que duren más que este tiempo serán considerados como válidos.

Para conocer el tiempo de duración del efecto rebote en el pulsador utilizado se conectó la salida del mismo a un osciloscopio. Se realizaron varias pruebas, llegando a la conclusión de que el rebote en el peor de los casos no superaba los 300 μ s. Es importante aclarar que este tiempo es aleatorio y no es el mismo para todos los botones. En la Figura 38 se observa una de las pruebas donde se ve el efecto, que dura 200 μ s.

Analizando la Figura 38 se observa que los pulsos, si bien son aleatorios se asemejan en que sus pulsos duran más que 140 ns y que los tiempos de subida y bajada del flanco son menores a 15 μ s, por lo que, desde la entrada de reloj del *Flip Flop D* se verán pulsos que conmutan la salida Q del mismo, alterando el funcionamiento del circuito en general. Es necesario entonces contemplar una solución para mitigar el efecto del rebote en la señal de reloj.

Por otro lado, se debe tener en cuenta principalmente que el *Flip Flop* usado en esta aplicación es de tecnología CMOS. Como se mencionó anteriormente, el hecho de la existencia de zonas prohibidas requiere que la solución a implementar genere una transición rápida a ser leída por el integrado.

Para contrarrestar estas dificultades, se replanteó el circuito con el agregado de una compuerta *Trigger Schmitt*, de acuerdo a la Figura 42. El circuito consiste entonces de dos resistencias R_1 y R_2 , un capacitor C, un pulsador y una compuerta *Trigger Schmitt* con salida negada (invertida).

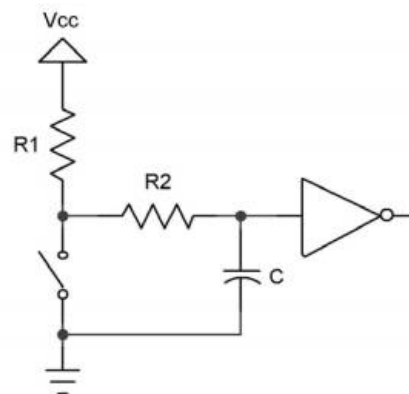


Figura 42: Circuito anti rebote para el prototipo II del luxómetro.

El funcionamiento se describe a continuación. El capacitor C inicialmente se encuentra cargado a la tensión de alimentación V_{CC} . La salida de la compuerta *Trigger Schmitt* es un "0" lógico ya que la misma invierte la tensión de entrada. El pulsador se encuentra abierto.

Al accionar el pulsador, el capacitor se descarga a GND por el camino conformador por R_2 y el pulsador cerrado. La tensión disminuirá a 0V de acuerdo a la constante de descarga dada por $R_2 \cdot C$. Dado que la compuerta *Trigger Schmitt* es un comparador con histéresis, el valor de salida se mantendrá en "0" lógico hasta que la tensión del capacitor caiga por debajo del valor umbral mínimo de la compuerta V_N . La Figura 43 detalla el ciclo de histéresis de la compuerta, donde V_1 es la tensión del capacitor y V_O la salida de la compuerta.

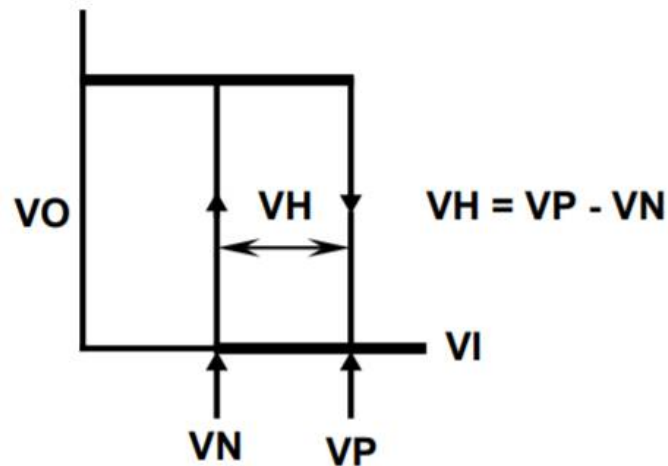


Figura 43: Curva de histéresis de compuerta Schmitt Trigger.

Extraído de “CD4093BMS CMOS Quad 2-Input NAND Schmitt Triggers”. Intersil Corporation. Diciembre de 1992.

En ese punto la compuerta considera la tensión de entrada como un estado BAJO e invierte su salida a un estado ALTO igual a la tensión con la cual está alimentada. La Figura 44 muestra el circuito y cómo se comporta la corriente con el botón pulsado.

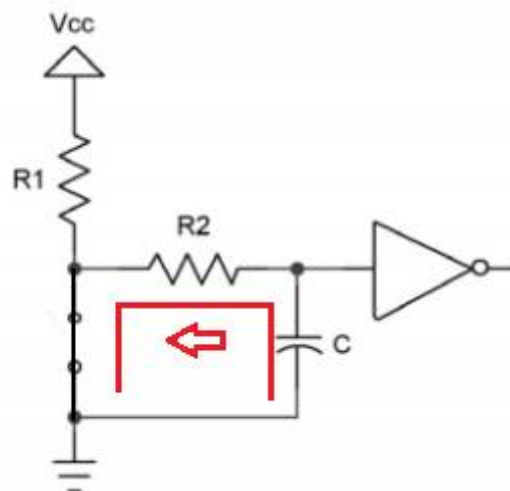


Figura 44: Flujo de corriente en el circuito anti rebote con compuerta Trigger Schmitt para el caso del botón pulsado.

Al soltar el pulsador, éste se abre y el capacitor se carga en función de R_1 y R_2 , con una constante de carga dada por $(R_1 + R_2) \cdot C$ hasta V_{CC} . La compuerta se mantiene en estado alto hasta que la tensión del capacitor V_C supera el valor de tensión superior de la histéresis de la compuerta V_P . En este punto la compuerta considera la tensión de salida como un valor alto e invierte su salida a un valor bajo. La Figura 45 representa el caso del botón sin pulsar.

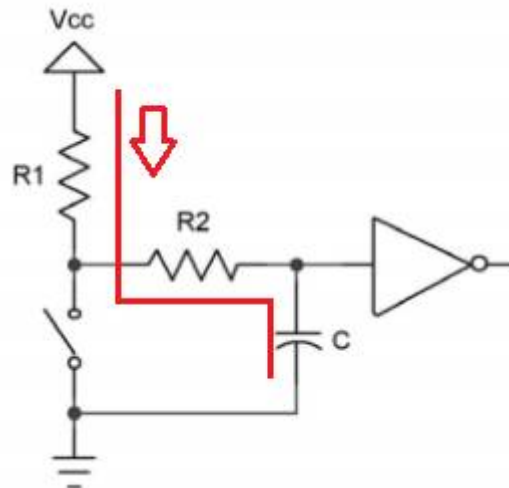


Figura 45: Flujo de corriente en el circuito anti rebote con compuerta Trigger Schmitt para el caso del botón sin pulsar.

El principio de funcionamiento de este circuito como anti rebote es aprovechar los tiempos de descarga y carga del capacitor para que no caigan o superen los valores V_N y V_P de la compuerta Schmitt durante todo el tiempo de duración del rebote. De esta forma, se evita la conmutación de la señal de forma aleatoria. La compuerta Schmitt genera una transición de estado rápida, haciéndola útil como señal de reloj para el *Flip Flop D*.

De esta manera se logra:

1. Obtener una señal de transición casi inmediata y por lo tanto menor a los 15 μ s requeridos por el *Flip Flop*.
2. Evitar los inconvenientes de caer en zonas prohibidas debido a que la señal es comandada por la compuerta *Schmitt*, cuya zona de histéresis hace que el ruido que pueda ingresar al sistema no lleve a la señal a esta zona de linealidad.
3. Ajustar el circuito para que la transición de la compuerta se genere cuando se el rebote se haya extinto. Mientras tanto, la compuerta mantiene su valor hasta que la tensión del capacitor cruce los valores V_N o V_P . Esto es válido tanto para casos de carga como de descarga de capacitor.

El objetivo es entonces dimensionar las constantes de carga y descarga del capacitor (a través de R_1 , R_2 y C) de forma tal en todo el tiempo de duración del rebote, el capacitor no llegue a V_N en la descarga ni a V_P en la carga. De esta forma la salida de la compuerta *Schmitt* no varía hasta que el rebote termina (tiempo en el que el capacitor cruzó alguno de los límites de la histéresis). Es decir que la salida del circuito no se ve afectada durante las ocurrencias del rebote.

El circuito se implementó con el integrado CD4093, que consiste de cuatro compuertas NAND *Schmitt Trigger*. La misma hace la operación de una AND lógica entre dos entradas e invierte el resultado la salida, obteniendo el valor negado de la operación AND. La operación AND lógica devuelve un nivel lógico 1 o ALTO sólo cuando sus entradas presentan cada una un nivel lógico 1. Como la compuerta invierte este resultado, entonces el único caso donde la salida

será un 0 lógico es cuando sus entradas presentan un 1 lógico. Los valores V_N y V_P de la compuerta son 1,9 V y 2,9 V respectivamente.

Cuando se presiona el botón, el capacitor se descarga a través de R_2 de acuerdo a la Figura 44 desde el valor de V_{CC} hasta cero. La constante de descarga T_d es $T_d=R_2*C$. La Ecuación 3 describe la descarga.

$$V_c = V_{CC} * e^{-\frac{t}{R_2*C}}$$

Ecuación 3: Descarga de capacitor para el circuito anti rebote del prototipo II del luxómetro.

Cuando se suelta el botón, el capacitor se carga a través de R_1 y R_2 de acuerdo a la Figura 45. La carga se hace desde el valor de tensión inicial del capacitor al momento de soltar el botón hasta V_{CC} . Para el diseño se parte de la suposición de que el valor inicial en este caso es 0V, lo que representa que el capacitor se descarga más rápido que el intervalo entre accionamiento sucesivos del botón. La constante de carga T_c es igual a $(R_1+R_2) * C$. La Ecuación 4 describe la carga.

$$V_c = V_{CC} * (1 - e^{-\frac{t}{(R_2+R_1)*C}})$$

Ecuación 4: Descarga de capacitor para el circuito anti rebote del prototipo II del luxómetro.

Como se mencionó anteriormente, en la descarga del capacitor V_c no debe caer por debajo de $V_N=1,9$ V durante el tiempo de existencia del rebote. Luego de realizar varios ensayos de pulsado del botón a utilizar en el circuito, se evidenció que, en el peor de los casos, el rebote no duraba más de 300 μ s. Se tomó como tiempo de seguridad 5 ms ante casos donde el rebote pueda durar más tiempo. Entonces para el caso de accionado de botón, V_c en el peor caso debería ser 1,9 V para un tiempo igual a 5 ms.

Análogamente, cuando se suelta el botón y el capacitor está descargado, V_c no debe exceder 2,9 V en 5 ms.

Para obtener los valores de las resistencias, primero se asumió $C=1\mu$ F como criterio de diseño, debido a que se tienen dos ecuaciones con tres incógnitas. Como R_1 depende de R_2 , se obtiene primero R_2 y luego R_1 . Se tomó como tensión un valor V_{CC} igual a 6V. Entonces reemplazando estos valores en las Ecuaciones 3 y 4 despejando se obtienen los valores de R_2 y R_1 .

$$R_2 = 4k3\Omega$$

$$R_1 = 3k2\Omega$$

Como V_{CC} es variable, se deben contemplar dos casos donde V_{CC} tenga su valor máximo y mínimo. Se tomó como máximo $V_{CCMAX}=6$ V (debido a que la alimentación consiste de 4 pilas alcalinas de 1,5V) y $V_{CCMIN}=4,5$ V (valor definido de resultados experimentales donde por debajo de este valor el sistema deja de funcionar correctamente). Reemplazando R_2 y R_1 con

$VCC=4,5V$ en la Ecuación 3 se obtienen los valores T_d (tiempo de descarga) y T_c (tiempo de carga) para los cuales el capacitor llega a V_N y V_P .

$$T_d = 6,69ms$$

$$T_c = 3,7ms$$

Se observa que para el caso de la descarga el tiempo aumenta respecto a los 5ms considerados inicialmente, mientras que para el caso de la carga el tiempo disminuye. Estas variaciones sin embargo no comprometen el funcionamiento del circuito, ya que en ambos casos el rebote se considera extinto en ese tiempo.

Finalmente, los valores de diseño elegidos son:

$$R_1 = 3k2\Omega$$

$$R_2 = 5k8\Omega$$

$$C = 1\mu F$$

Uno de los cambios que conlleva el reemplazo de la placa Arduino Nano por el microcontrolador Atmega328p es la necesidad de tener una fuente confiable y estable de alimentación. La placa Arduino Nano trae instalada un regulador lineal que permite lograr este objetivo, por lo que en el primer prototipo este detalle se obvió. En este caso sin embargo se requirió agregar un regulador para obtener 5V a la salida y de esta forma poder alimentar el microcontrolador como la pantalla y sensores.

Para la elección del tipo de regulador es vital tener en cuenta un factor llamado “*drop-out*” del regulador. Este valor es la mínima diferencia entre tensión de entrada y salida en el cual el regulador es capaz de regular la tensión de salida. Es decir, especifica el valor mínimo de tensión de entrada para la cual la salida se mantiene estable en el valor esperado. En estado de “*drop-out*”, el regulador no puede mantener la tensión de salida, así como otros parámetros.

Los reguladores de tensión típicos tienen valores de *drop-out* de 1V e incluso más. Esto significa que para este caso donde se necesitan 5V, la tensión de entrada mínima de operación es 6V. Esto resulta impráctico si se tiene en cuenta que se utiliza un conjunto de cuatro pilas de 1,5V. Si se usa un regulador con un *drop-out* de 1V, se pierde gran parte del rango de operación de las pilas.

Entonces, para este prototipo se utilizó un regulador LDO MCP1702 de 5V, de la empresa Microchip. Este regulador posee un *drop-out* típico de 330 mV para el máximo valor de corriente que puede manejar que es de 250 mA. Es decir que la tensión mínima de entrada es de 5,33V. Además, tiene una tolerancia en la tensión de salida de $\pm 0,4\%$ a $+25^\circ C$. La corriente máxima de salida es suficiente para los componentes que debe alimentar el regulador. Posee también protecciones contra cortocircuitos y por sobre temperatura.

El fabricante provee la curva de la Figura 46, la cual muestra para una tensión de salida de 5V como varía la tensión de *drop-out* en función de la corriente de salida y para distintas temperaturas.

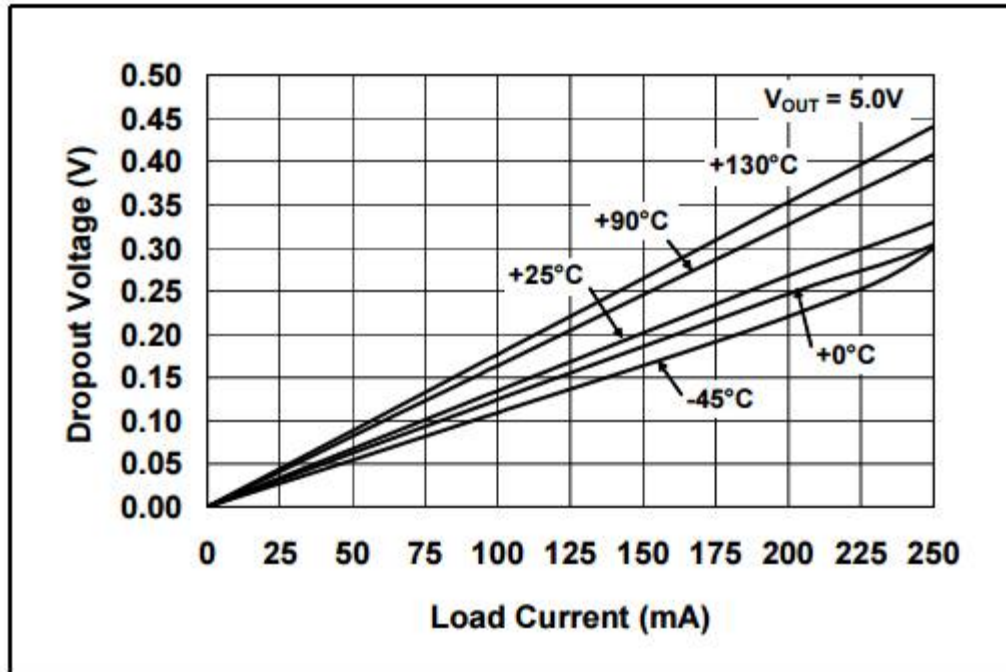


Figura 46: Voltaje de *drop-out* vs corriente de salida del MCP1702.

Se observa que a corrientes menores la tensión de *drop-out* disminuye considerablemente. A su vez, a mayor temperatura el *drop-out* aumenta.

Con este regulador entonces se puede aprovechar el rango de operación de las pilas, permitiendo que funcione por tiempos prolongados. Este punto es importante para las prestaciones del sistema, ya que maximiza la vida útil de las mismas.

El regulador viene en distintos formatos. Se utilizó el integrado en encapsulado TO-92. El circuito tiene 3 pines: uno de tensión de entrada (V_{IN}), un pin de GND y un pin de salida (V_{OUT}). Para su funcionamiento se debe agregar dos capacitores entre la tensión de entrada y GND, y entre la salida y GND. El fabricante asegura que la salida de tensión se mantiene estable con un capacitor de salida entre $1\ \mu\text{F}$ y $22\ \mu\text{F}$ de capacidad. Respecto al valor de entrada, en la hoja de datos se ve un ejemplo de aplicación donde se utiliza un capacitor de $1\ \mu\text{F}$, con el fin de asegurar baja impedancia de entrada.

Por otro lado, tanto el sensor de UV ML8511 como el sensor de luz BH1750 admiten una tensión de entrada de 3,3V. Por lo que es necesario también utilizar un regulador lineal, pero de 3,3V. Para este prototipo se usó el 78L33. Este regulador tiene un *drop-out* de 1,7V. Sin embargo, este valor no trae problemas de alimentación ya que la tensión de las pilas debería caer a 5V para que esto sucediera. En este caso el sistema está en su condición de batería baja y es necesario directamente un reemplazo de las pilas para operar correctamente. El regulador viene en encapsulado TO-92 también y al igual que el MCP1702 se necesita de dos capacitores para su funcionamiento. El fabricante especifica un capacitor de $0,33\ \mu\text{F}$ entre la entrada (pin 3 visto desde abajo) y GND (pin 2), además de un capacitor de $0,1\ \mu\text{F}$ entre la salida (pin 1) y GND.

En el diagrama de la Figura 41 los capacitores C_3 y C_4 corresponden a los de salida y entrada respectivamente del regulador MCP1702, mientras que los capacitores C_5 y C_4 son los capacitores de salida y entrada a conectar para el 78L33. Se observa que se utiliza C_4 como

capacitor a la entrada de ambos reguladores. Su valor de capacidad permite el correcto funcionamiento de ambos reguladores.

El conexionado del microcontrolador se realiza de acuerdo al *pinout* presentado en la Figura 25. Los 5V provenientes del regulador LDO se conectan a los pines de alimentación 7 y 20, así como la referencia analógica en el pin 21. Entonces el ADC convertirá valores entre 0 y 5V. Por su parte, los pines 8 y 22 se conectan a GND común del sistema.

En los pines de cristal 9 y 10 se conectan los extremos de un cristal de 16 MHz, junto con dos capacitores C_1 y C_2 de 22pF (uno en cada pin) para poder generar la señal de reloj.

El pin de *RESET* se mantiene conectado a 5V a través de una resistencia R_1 de 10k Ω . Cuando se presiona el botón SW el pin se conecta a GND, activando la función de reseteo del código interno del microcontrolador.

Los pines de comunicación Rx y Tx (pines 2 y 3) se utilizan para comunicaciones con un ordenador. Para ello se hace uso del conversor USB a TTL de la Figura 35. El pin de GND del conversor se conecta a la tierra común del circuito. El pin Rx del conversor se conecta al pin Tx del microcontrolador, mientras que el pin Tx del conversor se conecta al pin Rx del microcontrolador. La alimentación de 5V no es necesaria ya que el microcontrolador se alimenta de la tensión de salida del regulador LDO de 5V. Sin embargo, se la deja como una posible fuente de alimentación en casos excepcionales donde no haya tensión por parte de las pilas y deba ser necesario alimentar el microcontrolador ya sea para actualizar el código de funcionamiento del mismo o para realizar mantenimiento. Es por ello que la alimentación del microcontrolador proviene del pin común de una tira de postes que a través de un *jumper* conecta este pin con la salida del regulador de 5V o con los 5V del módulo, dependiendo en qué posición se coloque el *jumper*.

Una vez establecida la conexión básica para el funcionamiento del microcontrolador se procede a realizar la comunicación con los sensores y la pantalla. Respecto a los sensores, como se mencionó anteriormente la alimentación proviene de un regulador de tensión de 3,3V que asegura una tensión estable para su operación. El sensor de luz UV ML8511 es un sensor analógico, por lo que su salida se conectó al pin analógico PC0 del microcontrolador (pin 23). En el sensor BH1750 al igual que para el prototipo I se comunica con el microcontrolador a través del protocolo I2C, por lo que se debe conectar sus líneas de comunicación a los pines SDA y SCL del microcontrolador (pines 27 y 28 respectivamente). Es importante aclarar en este punto que a diferencia del prototipo I se necesita poner una resistencia *Pull-up* de 10k Ω entre cada línea y 5V para garantizar el correcto funcionamiento de la comunicación. Estas resistencias no hacían falta en el prototipo I ya que estaban integradas en la placa Arduino Nano.

La conexión de la pantalla con el microcontrolador consta de 3 pines de control. La pantalla se comunica a través del protocolo SPI. El pin de la pantalla marcado como E representa el reloj del protocolo de comunicación. El pin R/W es la información que intercambia el microcontrolador con la pantalla. Por último, el pin RS es el *Chip Select*. Cualquier pin digital del microcontrolador puede utilizarse para conectar estas señales. Se debe tener la precaución de definir las correctamente en el *software* para lograr que funcione la comunicación. En este caso se conectó el pin E al pin PB5 (pin 19), el pin R/W al pin PB3 (pin 17) y el pin CS al pin PB2 (pin 16).

La última conexión a mencionar del microcontrolador es la señal digital que comanda el apagado automático del sistema. Cuando se cumplen los 5 minutos con el sistema prendido (este tiempo es ajustable desde el *software*), el microcontrolador envía una señal de apagado al *Flip Flop*, accionando el pin de *reset* de éste. Al activar la señal de *reset*, la salida negada del *Flip Flop*,

Flop que a su vez es el *Gate* del MOSFET que permite el paso de corriente al circuito pasa a su estado alto, por lo que el nivel de tensión en el *Gate* y en el *Source* son iguales. Esto genera que el MOSFET (que es de canal P) se corte, generando el apagado total del circuito. Para lograr esto, se conecta el pin 15 del Atmega328p (PB1) al pin 4 del CD4013 (*reset*). En el medio se conecta una resistencia R_9 de $10\text{k}\Omega$ a GND que hace de resistencia *Pull-down*. Al enviar una señal de tensión desde el microcontrolador se logra apagar el circuito sin intervención del usuario.

Respecto a la pantalla resta describir las conexiones que no se relacionan con el microcontrolador. La pantalla tiene 20 pines de conexión, de los cuales se han mencionado ya los pines R/W, E y RS para la comunicación SPI con el microcontrolador. El pin PSB indica si la pantalla trabajará en modo serie o modo paralelo. El modo paralelo implica enviar la información a través de múltiples líneas de control que son DB0, DB1, DB2, DB3, DB4, DB5, DB6 y DB7. Este modo no es utilizado ya que se comunica la pantalla con el microcontrolador vía SPI. Para indicar que la pantalla se comunicará entonces en modo serie el pin PSB se debe colocar a GND.

El pin BLA es la luz de fondo de la pantalla LED y se conecta a 5V regulados, al igual que el pin de alimentación general VCC. El pin BLK por otro lado debe ser conectado a GND, al igual que la tierra general denotada como GND.

Finalmente, el pin de contraste de la pantalla V_0 ^{se} conecta al punto medio de un potenciómetro multivuelta de $10\text{k}\Omega$. Éste es alimentado por 5V y cierra su conexión a tierra general del equipo. Variando el tornillo del potenciómetro se obtienen diferentes niveles de contraste. El potenciómetro otorga libertad de ajustar este parámetro cuando sea necesario sin cambiar el circuito.

Respecto a la medición del nivel de batería, se implementó la configuración de dos resistencias de $10\text{k}\Omega$ a modo de divisor resistivo, en reemplazo de las resistencias de $4.7\text{k}\Omega$, por los siguientes motivos:

1. Al aumentar el valor del divisor, se disminuye el consumo de esta etapa, pero, por otro lado, de acuerdo a lo especificado en la hoja de datos del fabricante, la impedancia de entrada al ADC no debe ser mayor a $10\text{k}\Omega$.
2. La ventaja de aumentar las resistencias del divisor es disminuir la corriente que pasa por ellos. El consumo del luxómetro es 128 mA . El divisor con resistencias de $10\text{k}\Omega$ consume $500\text{ }\mu\text{A}$. Este consumo es despreciable frente al consumo del sistema en general, por lo que reducir aún más la corriente no sería una mejora significativa del sistema.
3. Otra consideración de diseño importante fue la de tomar la muestra de tensión desde el *Drain* del MOSFET y no directamente desde las baterías, para no realizar un auto descarga cuando el dispositivo este apagado. De esta manera se minimizó el problema mencionado al respecto en el prototipo I.

2.3.6 Diseño de *Software* prototipo II

En este nuevo prototipo se debió modificar el *software* del microcontrolador debido al cambio de sensores y la pantalla de interfaz. El sensor de luz UV ML8511 provee una señal analógica, a diferencia del sensor utilizado en el prototipo I que se comunica a través del

protocolo I2C. Entonces el nuevo sensor además de alimentarlo con 3,3V se conectó su salida al pin analógico PC0. Para obtener el índice UVI a partir de la tensión de entrada se debe implementar en el código la Ecuación 1 que relaciona ambas variables, presentada en la sección [2.2.2.7 – Sensor de UV ML8511](#).

Respecto a la pantalla LCD de 20x4, la misma utiliza pines digitales diferentes respecto a la pantalla del prototipo I. Por otro lado, se utilizó una librería especial que gestiona la comunicación entre el microcontrolador embebido en la pantalla con el microcontrolador Atmega328p del luxómetro.

El flujograma del funcionamiento del sistema es similar al de prototipo I, aunque presenta ligeras modificaciones. El mismo se observa en la Figura 39.

2.3.7 Implementación prototipo II

Para la implementación del segundo prototipo del luxómetro, al igual que el primero se utilizó un programa de diseño de circuitos impresos. Se partió de un esquemático para establecer las conexiones entre dispositivos para luego organizar las mismas en el diseño del PCB. La Figura 47 muestra el diseño de la placa PCB finalizada.

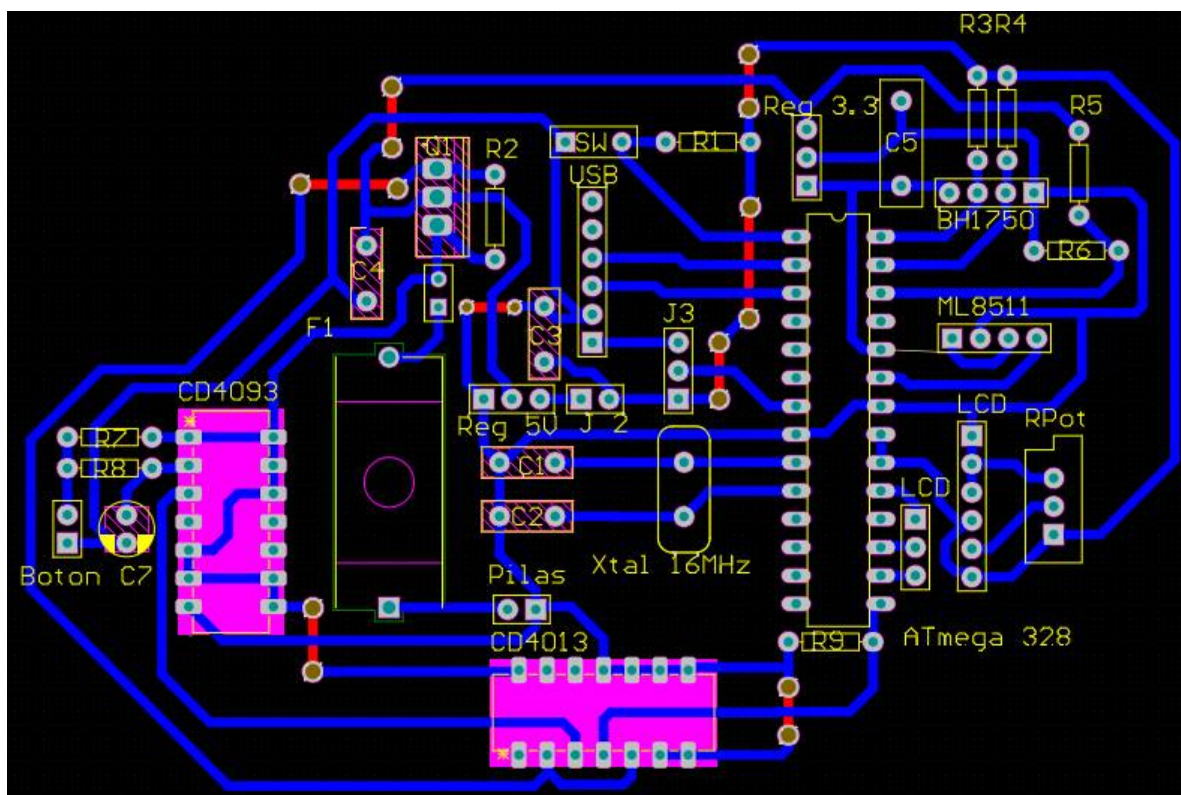


Figura 47: PCB del prototipo II del luxómetro.

La placa una vez impresa y montada se observa en las Figuras 48 y 49.

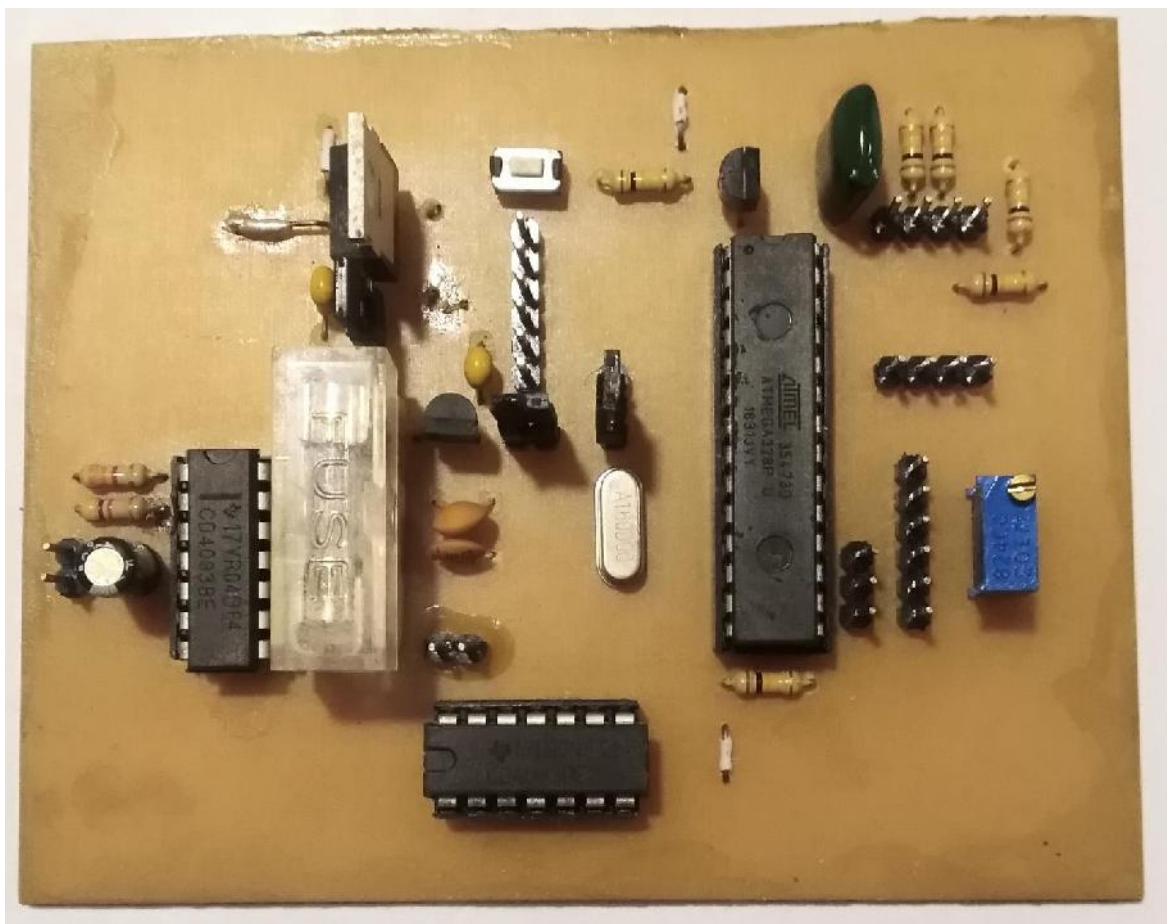


Figura 48: Placa finalizada del prototipo II del luxómetro (vista superior).

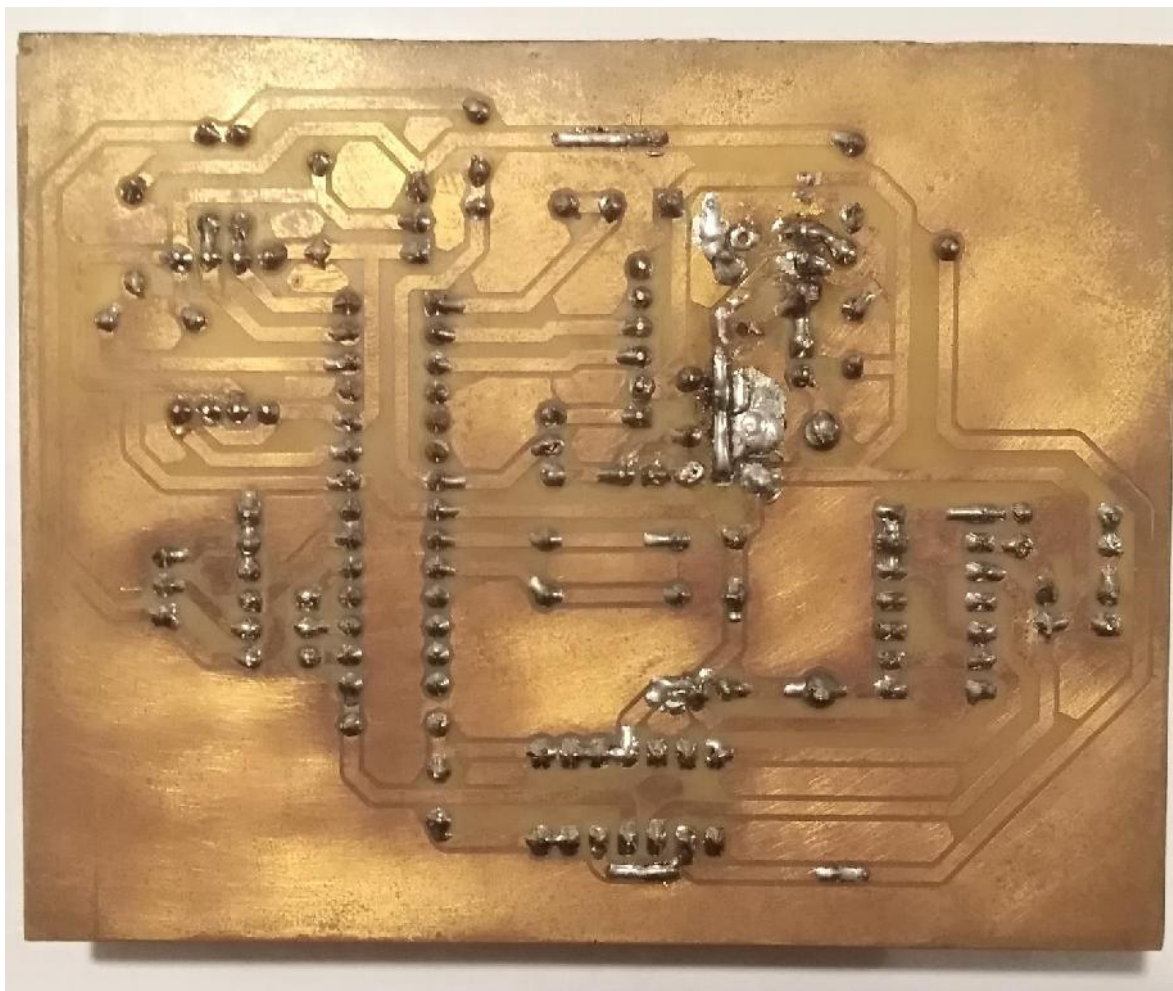


Figura 49: Placa finalizada del prototipo II del luxómetro (vista Inferior).

Se debe aclarar la inclusión de un fusible de protección F1 conectado entre las pilas y el resto del circuito. También se agregó un *jumper fuse* (ver Figura 41), para aislar la alimentación del resto del circuito en casos donde se desee alimentar el circuito con una fuente externa diferente a las pilas. Esto es útil para tareas de mantenimiento, por ejemplo.

Respecto a la elección de valores para el armado del circuito, se debe mencionar que se optó por el valor comercial de $4k7\Omega$ para la resistencia R_8 . En la sección de pruebas y resultados a continuación se discuten los resultados del diseño.

La carcasa del luxómetro, se modeló en el *software* de diseño *SketchUp*, teniendo en cuenta las dimensiones de todos los componentes involucrados. Luego se fabricación a través de una impresora 3D. En la Figura 49 se muestra el producto final una vez montado.



Figura 50: Producto final del segundo prototipo de luxómetro.

El diseño contempla una cara principal donde se ubican los sensores, la pantalla de interfaz y el botón de encendido/apagado. Los sensores están cubiertos por un vidrio especial que cumple la función de permitir una correcta adquisición de las variables a medir, además de proteger los sensores contra factores ambientales peligrosos como la humedad y el agua. El acceso al luxómetro es por la tapa superior, la cual está fija al resto de la caja a través de cuatro tornillos en sus vértices. En el interior de la caja se aloja la placa de la Figura 48, además de la porta pilas para las pilas de alimentación utilizado en el prototipo 1. Las conexiones entre sensores, pantalla, pilas, botón y placa se realizaron con cables *dupont*, que vienen especialmente diseñados para encastrar de forma correcta con las tiras de poste utilizadas.

La caja está diseñada para ser robusto, además de permitir un rápido y sencillo acceso a los elementos principales. Todos los componentes pueden ser removidos del luxómetro con las manos, ya que su alojamiento así lo permite. Esto facilita tareas de mantenimiento al reducir el uso de burlonería de sujeción.

2.3.8 Pruebas y resultados prototipo II

En este apartado se mencionan las pruebas realizadas en el prototipo II con el fin de validar el diseño de *hardware* y *software* de la unidad.

La primera medición fue la de los tiempos de carga y descarga del capacitor de circuito antirebote C_7 . Con estos valores la constante de carga T_C es igual a $(R_7+R_8) C_7= 7,9$ ms y la constante de descarga es $T_d= R_2C_7=4,7$ ms.

Para verificar el funcionamiento del circuito, se midieron por separado y en simultáneo las señales de tensión del capacitor y salida de la compuerta.

Las Figuras 51 y 52 muestran la carga y descarga del capacitor C_7 en función del tiempo.

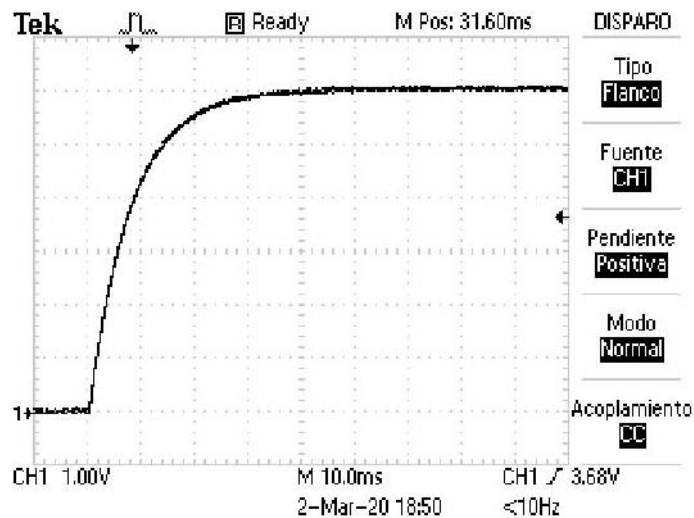


Figura 51: Carga del capacitor anti rebote del prototipo II del luxómetro.

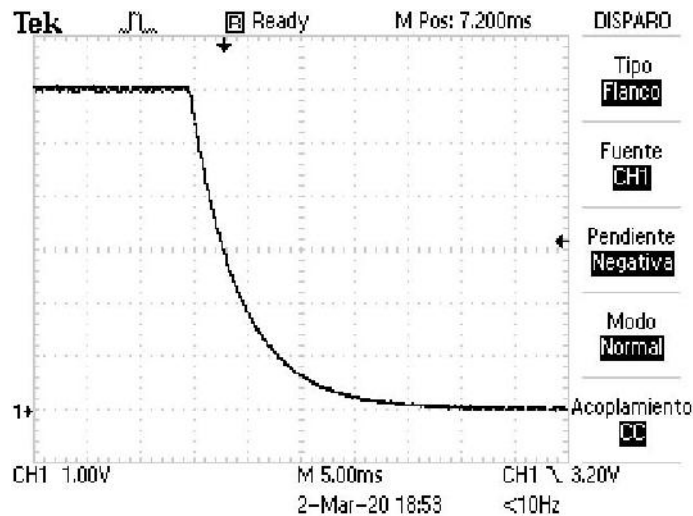


Figura 52: Descarga del capacitor anti rebote.

Teniendo en cuenta $T_C=7,9$ ms, el capacitor se carga a su 99% de carga en un tiempo igual a $5T_C$. En la Figura 51 se ve que este tiempo se cumple, ya que cada división horizontal del osciloscopio representa 10 ms de tiempo. Lo mismo se cumple para la Figura 52, ya que el $T_d=4,7$ ms y cada división del osciloscopio son 5ms.

La Figura 53 muestra tanto la señal del capacitor como la salida de la compuerta en función del tiempo

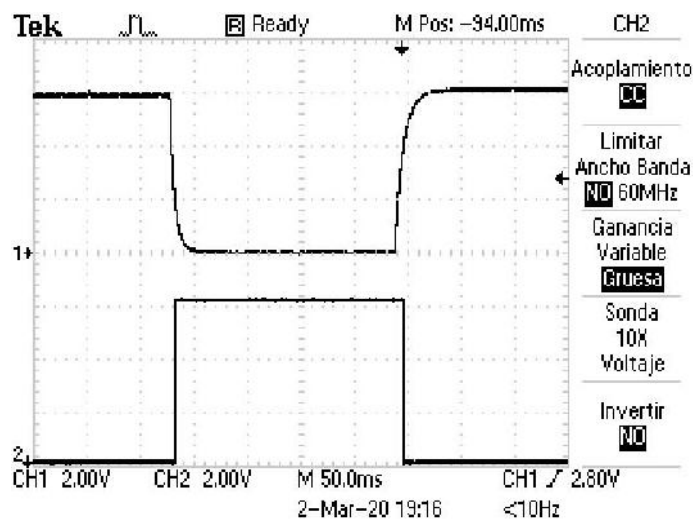


Figura 53: Señal de capacitor anti rebote (gráfica superior) y salida de compuerta Trigger Schmitt (gráfica inferior).

La señal del capacitor es la que decrece y crece de forma exponencial, mientras que la señal cuadrada es la salida de la compuerta Schmitt. De la Figura es importante notar por un lado los puntos de cruce de ambas señales coinciden con los valores de $V_N=1,9\text{V}$ y $V_P=2,9\text{V}$ de la compuerta, teniendo en cuenta que cada cuadrante vertical corresponde a 2V. Cuando la señal

del capacitor decrece y cruza por V_N , la compuerta a su entrada lee el estado lógico "0" e invierte su salida a "1". Cuando el capacitor se carga y cruza por V_P , la compuerta lee el estado lógico "1" e invierte su salida a "0". La Figura 54 muestra en detalle la transición a la cual se genera el cambio a la salida de la compuerta. La Figura 55 es una ampliación de la Figura 54 para mejorar la visualización de la misma.

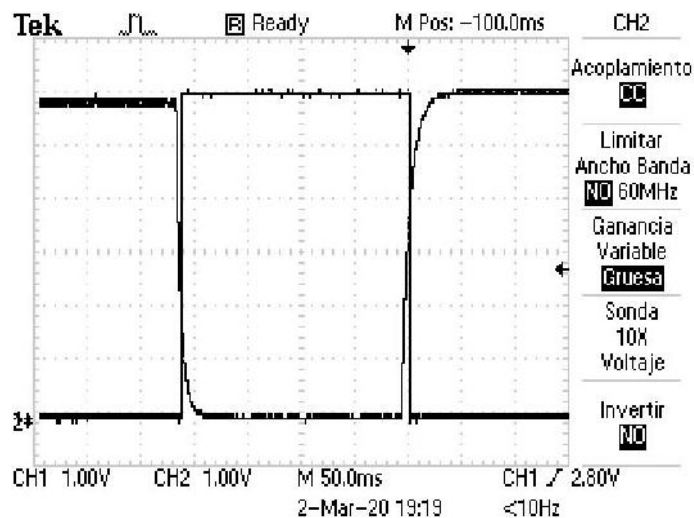


Figura 54: Señal de capacitor de anti rebote y salida de compuerta Trigger Schmitt superpuestas.

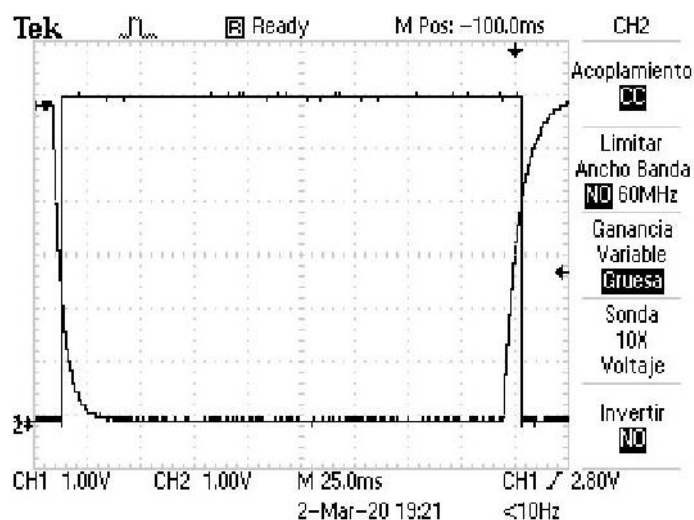


Figura 55: Superposición de capacitor de anti rebote con salida de compuerta Trigger Schmitt ampliada para mayor detalle.

La Figura 55 evidencia el correcto funcionamiento del circuito para los valores elegidos de los componentes. Vale aclarar que se probó el pulsado del botón a diferentes velocidades de

pulsado, exigiendo la respuesta del circuito, obteniendo como resultado una correcta operación y reacción a las señales del botón en todo momento.

De esta manera se logra evitar el rebote del circuito cumpliendo con las cuestiones mencionadas al inicio de la sección [2.3.5 -Diseño de hardware prototipo II.](#)

La última prueba en relación al circuito de apagado automático es el consumo del mismo. Para medirlo se utilizó un medido de corriente de alta precisión. Se midió el consumo con el dispositivo encendido y apagado. Se verificó que el circuito apagado no pudo medir consumo de corriente por dicho instrumento (cuya resolución es del orden de los nA). Esto evidencia que el circuito prácticamente no consume corriente una vez apagado por lo que no consumirá las pilas en reposo, efecto que si sucedía con el primer prototipo. Estas pruebas aseguran la realización correcta del circuito antirebote. También es importante mencionar que tomar la lectura de nivel de batería en el *Drain* del MOSFET evita un consumo de corriente cuando el dispositivo está apagado.

Respecto al consumo del sistema operando en condiciones normales se observa que es de 128 mA. El mayor consumo recae principalmente en la pantalla.

Las pruebas siguientes respecto al equipo se relacionan con pruebas de funcionamiento en general, desde el correcto sensado de variables hasta su correspondiente representación en la pantalla. Las variables se logran ver de forma clara y diferenciada, así como el nivel de las pilas. También se verificó el apagado automático del sistema, cronometrando en varias oportunidades que se haga cumplidos los 5 minutos de operación y evidenciando que el mismo se desempeña de forma correcta. En la Figura 56 se muestra el luxómetro funcionando.



Figura 56: Luxómetro funcionando.

Para evaluar la performance del Prototipo II se realizó una comparación de mediciones de intensidad de luz con respecto al Luxómetro LX1330B. Este dispositivo tiene un rango de medición de 0,1lx a 200.000 lx, con una precisión de $\pm 3\%$ por debajo de los 20.000Lux/2.000FC; $\pm 5\%$ por encima de los 20.000Lux. Para mayor información del instrumento, se puede referir a la [Sección 5 – Bibliografía y referencias](#), en el documento correspondiente al sensor. En la Figura 57 se observa una imagen del instrumento.



Figura 57: Medidor de luz LX1330B.

Si bien se dispuso de poco tiempo para utilizar el instrumento, se realizaron dos mediciones puntuales para ver diferencias entre el luxómetro y el instrumento. La primera medición corresponde al luxómetro midiendo sin vidrio protector y la segunda con vidrio protector.

Como demuestran las imágenes de las Figuras 58 y 59 se puede observar que la diferencia entre el Prototipo 2 y el luxómetro LX1330B son de 56 lx y 82 lx respectivamente.



Figura 58: Comparativa del luxómetro con el LX1330B sin utilizar el vidrio.



Figura 59: Comparativa del luxómetro con el LX1330B utilizando el vidrio protector

A partir de estas mediciones se puede observar una diferencia entre las mediciones de un 13% para el caso sin vidrio. Esto puede deberse a la sensibilidad espectral del instrumento LX1330B y la del sensor BH1750 utilizado en el segundo prototipo. En la Figura 60 se observa la sensibilidad espectral para el instrumento, mientras que en la Figura 61 se observa la del sensor BH1750, que fue presentada en el apartado [2.2.2.8 – Sensor de luz BH1750](#).

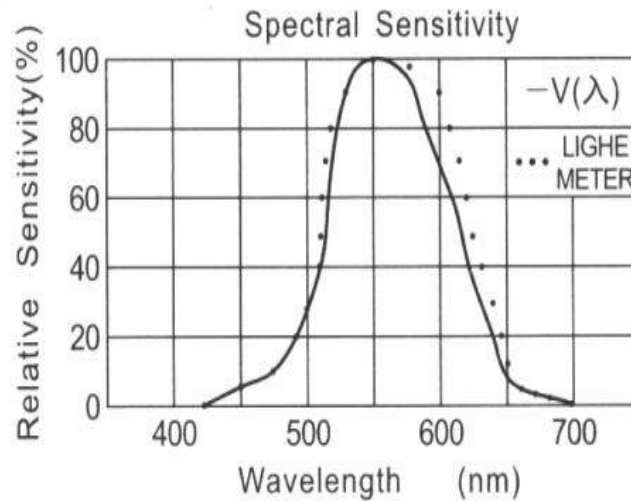


Figura 60: Sensibilidad espectral del instrumento LX1330B.

Extraído de “ILUACIHER9000. MEDIDOR DE ILUMINACIÓN DIGITAL. MANUAL DE INSTRUCCIONES” The pure Factory.

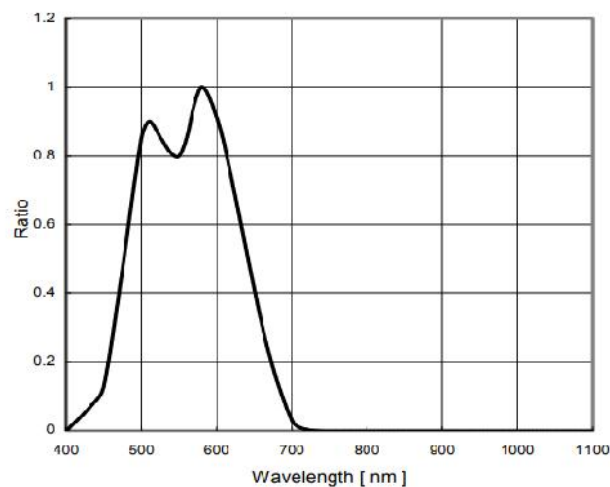


Figura 61: Respuesta espectral del sensor BH1750.

Extraído de “BH1750FVI Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC Technical Note “. No.11046EDT01. 2011.11 - Rev. ROHM Semiconductor.

En dichas figuras se puede apreciar que la ganancia unitaria o 100% se da para longitudes de onda de 550nm para el primer caso y en 580 aproximadamente para el segundo caso. Otro factor importante a considerar, es el hecho de que el luxómetro LX1330B, como menciona en su hoja de datos, posee un filtro en el fotodiodo y por otro lado se puede apreciar en las fotos que la punta donde está colocado el sensor del luxómetro LX1330B está cubierta por una cúpula que direcciona la luz directo al fotodiodo. Este es un factor muy importante, como observa en la Figura 24 del sensor BH1750, en el cual se observa la importancia del ángulo de incidencia de la luz.

Con el fin de eliminar la diferencia producida por el vidrio se tomaron diferentes muestras de incidencia lumínica con y sin vidrio para poder visualizar el comportamiento del error en un rango abarcativo de intensidad de luz. En la Tabla 6 se observa los datos relevados.

Intensidad lumínica con vidrio (lx)	Intensidad lumínica sin vidrio (lx)	Diferencia (lx)
5	6	1
8	10	2
28	30	2
37	44	7
42	48	6
72	80	8
86	100	14
121	134	13
170	185	15
255	280	25
313	348	35
351	394	43
599	660	61
642	716	74
695	777	82
876	970	94
5143	5826	683
5789	6892	1103
8853	10278	1425
28579	31662	3083
37568	41261	3693

Tabla 6: Comparativa de valores de intensidad de luz obtenidos en el prototipo II con y sin vidrio protector.

Se puede evidenciar que el agregado del vidrio genera una atenuación de la onda incidente, produciendo una lectura menor en los casos que se utiliza el vidrio. En la Figura 62 se muestra la relación entre la medición de intensidad de luz con vidrio y el error por cada medición puntual.

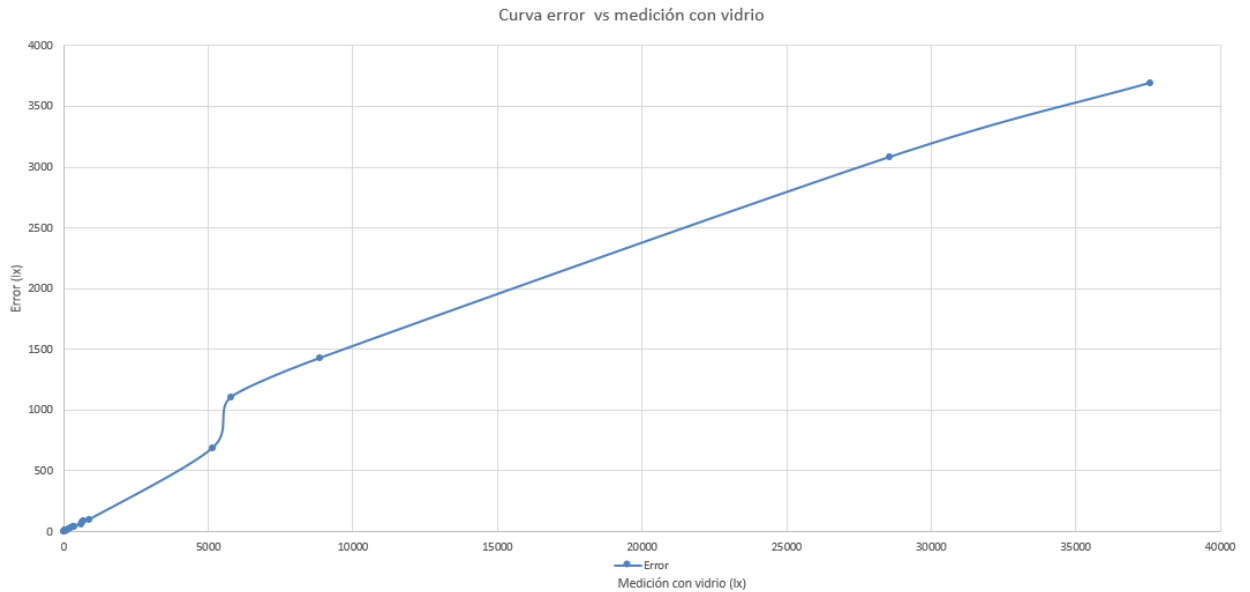


Figura 62: Curva de error vs medición con vidrio.

Por otro lado, en la Figura 63 se muestra la curva para los primeros valores de la Figura 62 que no logran verse en dicha curva.

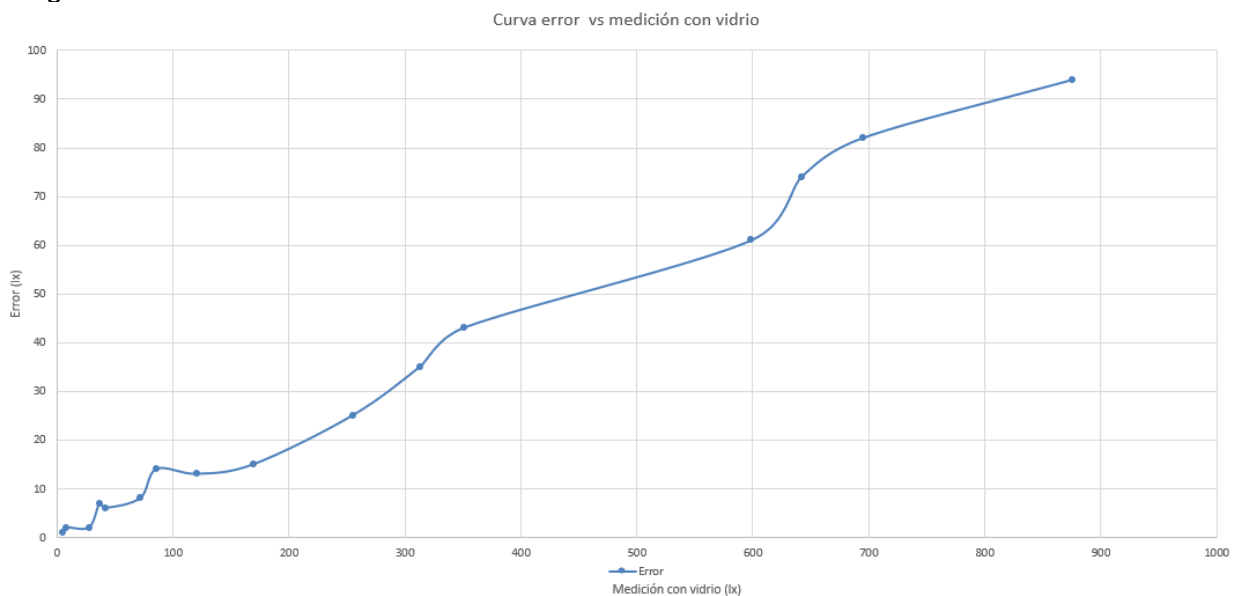


Figura 63: Primeros valores en la curva de error vs medición con vidrio.

Se puede observar que la tendencia cambia a partir de los 5000 lx, por lo que se decidió implementar dos curvas de corrección: una para mediciones por debajo de 5000 lx y otra por encima de 5000 lx. Dichas curvas se implementaron en el *software* de segundo prototipo para corregir el error producido por el uso del vidrio. En las Figuras 64 y 65 se muestra la curva de tendencia para ambas zonas. En cada curva se puede observar la relación lineal que aproxima los puntos tomados.

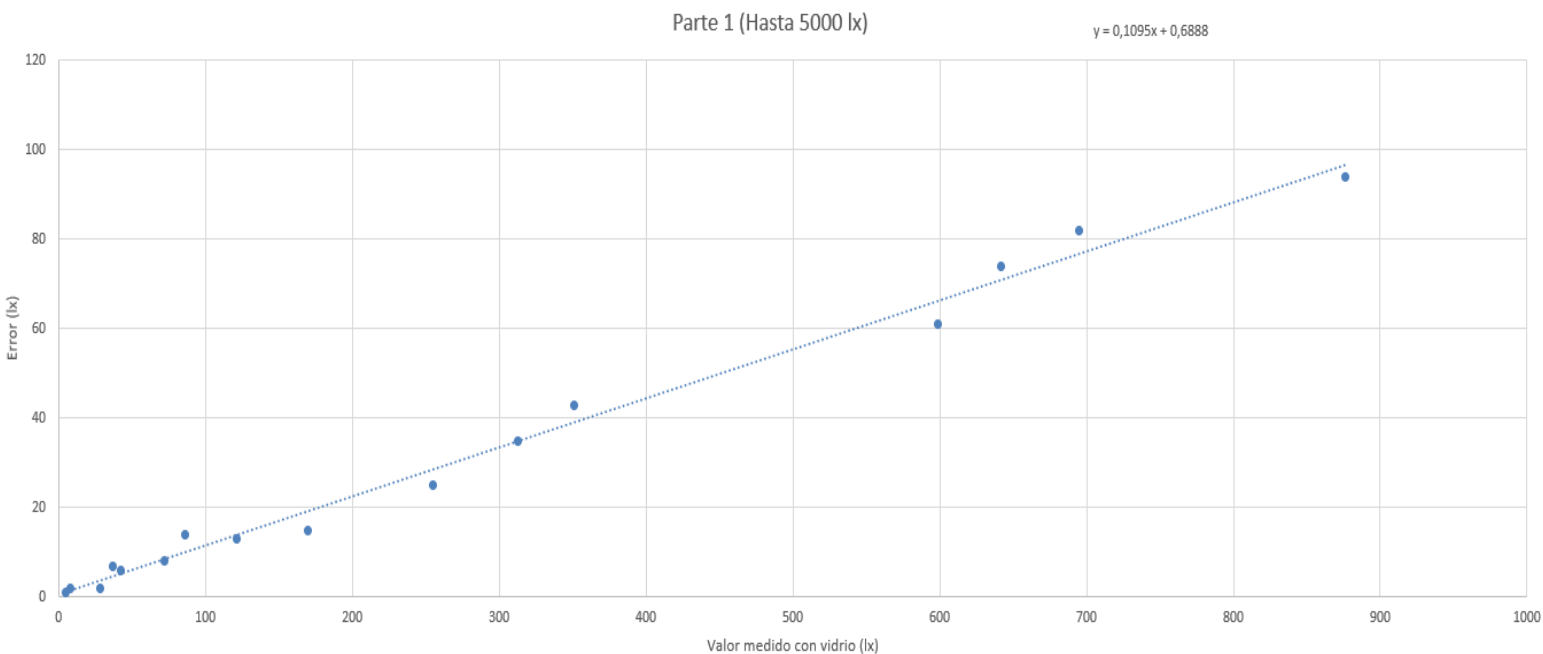


Figura 64: Curva de error para mediciones hasta 5000 lx.

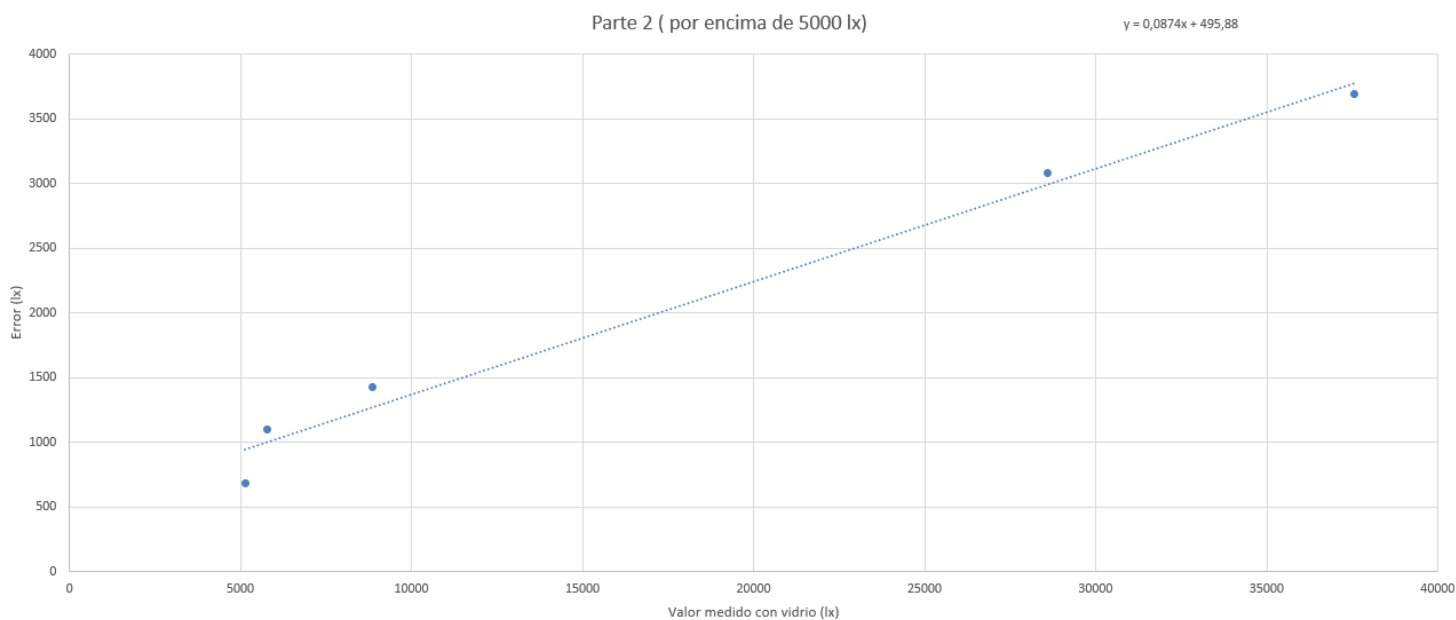


Figura 65: Curva de error para mediciones por encima de 5000 lx.

Respecto al sensor de UV, para verificar su funcionamiento se volvió a utilizar como instrumento de comparación del sensor provisto por los directores del trabajo en el apartado [2.3.4 – Pruebas y resultados prototipo I](#). Si bien este instrumento utiliza el mismo sensor que el del prototipo II, se verificó principalmente que la acción del vidrio en este prototipo no influyera notoriamente en la medición del sensor, Se realizaron mediciones puntuales en ambientes

internos y externos y manteniendo el ángulo de incidencia de ambos sensores de forma similar para evitar errores. Los resultados mostraron mediciones similares entre ambos instrumentos y satisfactorias en comparación con el sensor de UV utilizado en el prototipo I.

Luego de estas mediciones se concluye que las mejoras del sistema en esta segunda versión se han cumplido de forma exitosa, logrando un sistema optimizado en todos los aspectos y en conformidad con lo pedido con el cliente.

2.4 Diseño de Unidad Central

En este apartado se detallará el diseño eléctrico de la Unidad Central. Se explicarán los criterios de elección de los componentes, se explicará funcionamiento general del sistema y particular de cada etapa, se mencionarán las fórmulas que se deben tener en cuenta para dimensionar los componentes y se mostrará el esquema eléctrico general de la Unidad Central, con las conexiones entre componentes.

Es importante aclarar que el diseño de la placa para el sistema de los Nodos y para la Unidad Central presentan varias similitudes. Como se verá a continuación, la Unidad Central posee algunos componentes y etapas más respecto al sistema de Nodos. Sin embargo, a la hora de desarrollar el sistema y su posterior implementación el mismo se dimensionó para que pueda ser configurado como Unidad Central o como Nodo.

El sistema que representa la Unidad Central de la red de sensores puede dividirse en dos subsistemas: uno compuesto por el circuito de carga de batería y otro subsistema de comunicación con el resto de la red, gestión de datos e interfaz con el usuario.

2.4.1 Diseño de *Hardware*

2.4.1.1 Alimentación Unidad Central

En este apartado se hará foco en la primera etapa del sistema. La misma comprende principalmente el sistema de gestión de batería. Como se ha mencionado previamente, tanto los Nodos como la Unidad Central deben poder alimentarse desde la red, así como desde una batería. Es importante para el diseño del circuito por un lado que su consumo de corriente sea lo menor posible, con el fin de prolongar el rango de operación de la batería. Esto comprende la elección de componentes, tecnologías y topologías de circuito, entre otras cosas.

Por otro lado, es de suma importancia optimizar la carga de la batería. Esto significa permitir una carga rápida sin sobrepasar los límites máximos de corriente y de tensión.

Para ambos casos, se debe conocer el rango de operación de la batería. Las baterías tienen un valor máximo de tensión de carga y un valor mínimo de descarga en el cual la misma no puede abastecer el circuito. Conocer el rango de operación comprendido entre estos dos valores amplía el tiempo de funcionamiento de los sistemas en el caso de que no se carguen las baterías por tiempos prolongados. El dato de tensión máxima de carga generalmente es un dato que viene indicado en cada batería. Este valor varía dependiendo la marca de la batería y del tipo de uso del mismo. Respecto a este último punto, existen dos formas de aprovechamiento de las baterías. La primera se conoce como uso cíclico o *cyclic use*, también conocidas como

baterías de ciclo profundo. Estas baterías están sujetas a cargas y descargas reiteradas, ya que son la fuente principal de alimentación. Las baterías usadas en estado de flotación o *stand-by use* están pensadas para ser usadas como respaldo de energía en caso de que exista un fallo en la red y se pierda la alimentación por este lado.

Las baterías de uso cíclico miden su duración en ciclos de carga. El ciclo de carga equivale a una descarga de batería del 100%. Si por ejemplo se utiliza la mitad de la capacidad de la batería, se la carga y al día siguiente se utiliza nuevamente la mitad de la capacidad de la batería, entonces la suma de estos dos consumos equivale a un ciclo de carga. Por su parte, las baterías de uso de flotación tienen una vida útil de 5 años aproximadamente para baterías de gel.

Para la Unidad Central se adoptó un enfoque de baterías de uso de flotación. Esto se debe a que estructuralmente la Unidad Central no posee movilidad por lo que puede estar alimentada directamente de la red. Entonces la batería pasa a cumplir una función de respaldo en caso de pérdida de energía eléctrica o desperfectos similares. De todas formas, el sistema debe estar diseñado para permitir que la batería se utilice como una de ciclo profundo (variando la tensión de carga).

Como se mencionó en la sección [2.2.6 - Alimentación](#), las baterías a utilizar son de 6V con una capacidad de 4 Ah. Éstas tienen una tensión de carga para su aplicación de uso de flote entre 6,75 y 6,9 V. Vale aclarar que las tensiones de carga para las baterías de ciclo profundo son mayores que las de flotación. Se eligió una batería de 6V principalmente para minimizar las caídas de tensión (y por lo tanto pérdidas de potencia) desde la batería a los circuitos a alimentar que operan con 5V o 3,3V. La capacidad de la batería se pensó en función del consumo del sistema entero. En secciones posteriores se profundizará en este aspecto.

Por otro lado, la tensión mínima de operación de la batería depende de la corriente de descarga a la que es sometida. Es decir que el circuito que alimenta la batería va a fijar este valor. La Figura 66 representa este efecto en una batería de gel. Las curvas corresponden a diferentes corrientes de descargas en función de C, una medida común de representar consumos de corriente de batería. C equivale a un consumo de 1 A/h. El gráfico es para una batería de 12V, pero el efecto es el mismo para baterías otras tensiones.

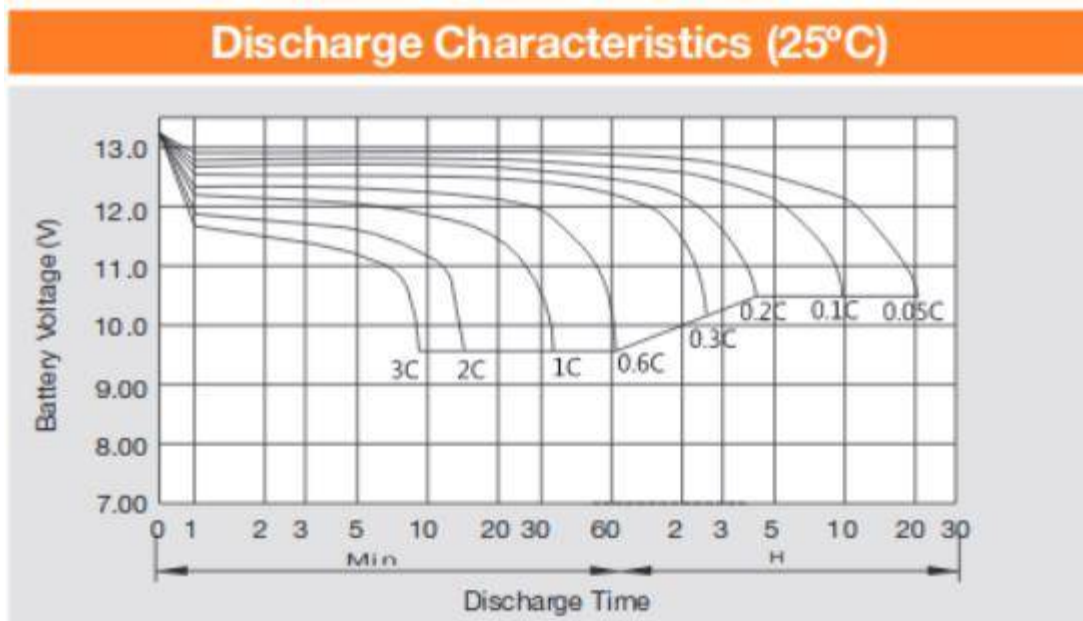


Figura 66: Descarga de batería para distintas corrientes.

Se observa que a medida que el valor de C aumenta, la batería además de descargarse más rápido, su tiempo de descarga disminuye y la curva de tensión se desplaza hacia abajo en tensión. En todas las curvas se puede observar un punto donde la tensión cae abruptamente. Es importante averiguar este punto aproximadamente ya que no es recomendable que la batería se descargue hasta esta condición ya que reduce la vida útil de la misma. Además, la batería no es capaz de sostener su valor de tensión para estos por debajo de este umbral.

Por lo tanto, es importante analizar este punto umbral para las baterías a utilizar. En base a este punto se puede maximizar el tiempo de operación del circuito evitando descargas profundas de la batería. Para ello se optó por medir la curva de descarga de la batería de gel. Para realizar esto, es necesario un circuito que permita censar la tensión de la batería y su corriente de descarga. La curva de tensión mostrará el punto en el cual la tensión cae abruptamente. La corriente "dará" la curva promedio de corriente, para poder analizar las condiciones de obtención del punto umbral.

Para medir la corriente se implementó el circuito de la Figura 67:

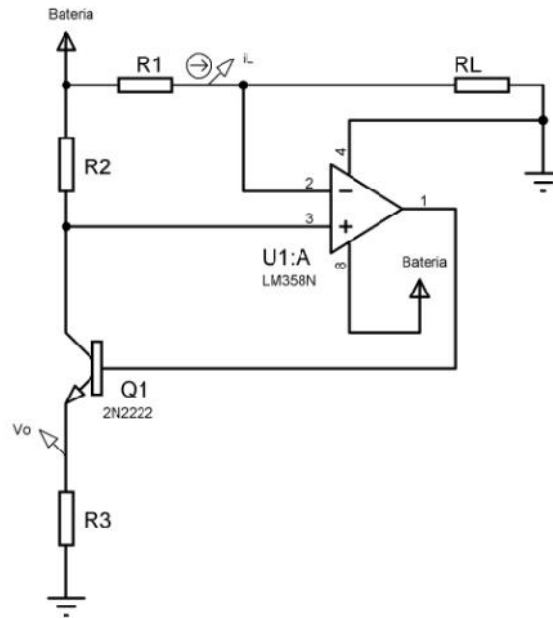


Figura 67: Circuito medidor de corriente.

El circuito es alimentado por la batería, tanto el amplificador con las resistencias, de las cuales una es una resistencia de sensado R_1 para medir la corriente que pasa por ella. La carga R_L se conecta en serie a R_1 . El circuito permite obtener una tensión de salida V_o en función a las resistencias R_1 , R_2 y R_3 utilizadas y la corriente que fluye por la carga I_L . La Ecuación 5 relaciona las variables.

$$V_o = I_L R_1 \frac{R_3}{R_2}$$

Ecuación 5: Tensión de salida de circuito medidor de corriente.

De esta forma, dimensionando las resistencias y se obtiene una relación directa entre la tensión V_o y la corriente I_L .

Para medir el nivel de tensión de batería, simplemente se implementó un divisor resistivo para obtener una tensión equivalente.

Teniendo en cuenta que las variables de tensión y corriente son utilizadas para relevar una curva, además de ser medidas deben poder almacenarse para luego utilizar todas las muestras para formar la curva. Es por ello que se utilizó un microcontrolador Atmega328p para adquirir las variables y enviarlas a una computadora para su posterior análisis.

Una vez definidos los elementos principales, se diseñó el circuito de la Figura 68. Vale aclarar que este circuito se implementó únicamente para poder conocer la curva de descarga de la batería a usar. No forma parte del sistema final de los Nodos, Unidad Central ni del Luxómetro.

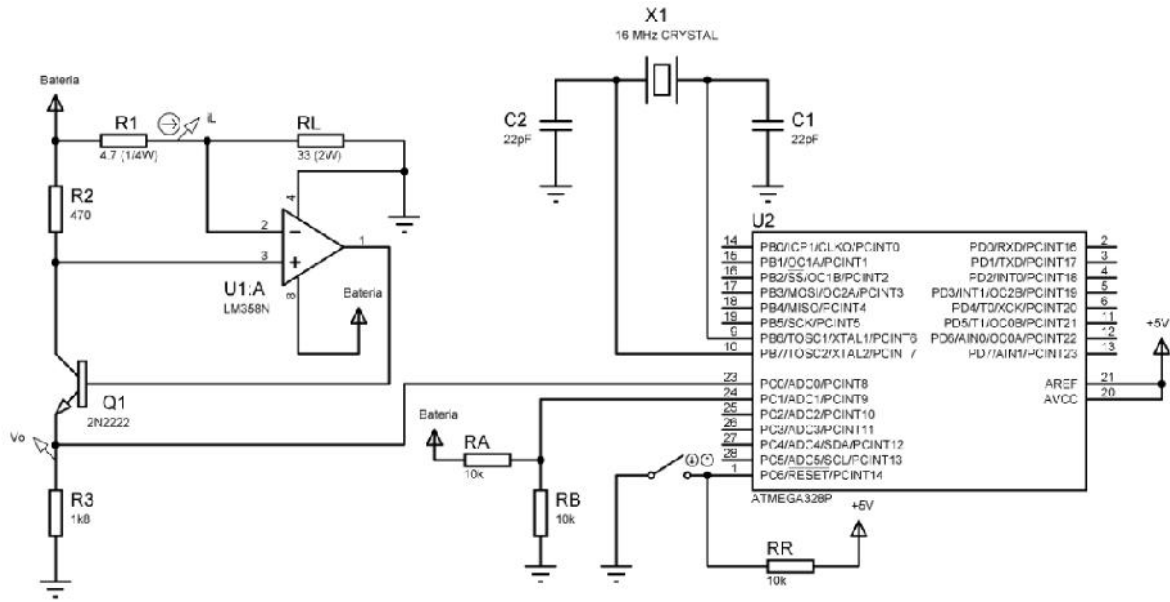


Figura 68: Circuito medidor de descarga de batería.

El circuito se implementó en una placa de experimentación. Se utilizó como carga R_L una resistencia de valor conocido. La batería alimenta el circuito medidor de corriente presentado anteriormente. La corriente de descarga fluye a través de R_1 y R_L . La tensión V_{OUT} (proporcional a la I_L) y la tensión del divisor resistivo ingresan como señales analógicas al microcontrolador ATmega328p. El mismo posee un ADC de 10 bits con tensión de referencia 5V. Los valores convertidos por el ADC se procesan internamente en el microcontrolador para transformarlos en unidades de tensión y corriente.

Se debe tener en cuenta la referencia de 5V del ADC para la elección de las resistencias del divisor resistivo, así como las resistencias de dimensionamiento del circuito medidor de corriente. Particularmente, el divisor resistivo debe diseñarse para que en el punto inicial donde la batería presenta su valor máximo la tensión de salida sea menor a 5V para evitar saturación de la entrada al conversor. El mismo criterio se debe tener en cuenta para dimensionar las resistencias R_1 , R_2 R_3 y R_L .

El microcontrolador se encuentra a su vez conectado a través de sus pines de UART 2 y 3, con el puerto serie de una computadora. Cada vez que el microcontrolador adquiere los valores de corriente y tensión, los envía al puerto serie de la computadora a través de sus pines. La computadora en este caso hace de esclavo, recibiendo únicamente los valores que envía el microcontrolador. Se utilizó para realizar la comunicación la interfaz USB a TTL descrita en la sección [2.2.7 – Conversor USB a TTL](#).

Para poder recibir los datos de forma correcta, el microcontrolador envía periódicamente y de forma ordenada los datos de tensión y corriente. Desde la computadora se utiliza el entorno de programación del microcontrolador, que provee entre otras funcionalidades un monitor de puerto serie donde se puede visualizar la información que se envía y se recibe con el microcontrolador. Para recibir las variables se dejó abierta esta consola para que esté mostrando en pantalla los sucesivos valores de tensión y corriente que se adquirirían por parte del microcontrolador.

Cuando la descarga de la batería se completa se accede a la consola y se transfieren todos los valores recibidos a una hoja de cálculo, donde finalmente se les da el formato necesario para transformar la cadena de valores en un gráfico de tensión y corriente en función del tiempo de descarga.

El conexionado del microcontrolador comprende las partes esenciales para su funcionamiento. En este caso se utilizó como tensión de alimentación del microcontrolador (pines 7 y 20) los 5V provenientes del conversor USB a TTL, a fines de no agregar un consumo extra en la batería. Es decir que la computadora alimenta al microcontrolador. Se conectan los pines de GND 8 y 22 a la tierra general del sistema. La referencia de tensión del ADC (pin 21) se conecta con el pin 20 para referenciarla a los 5V. Se conecta en los pines 9 y 10 el cristal de 16MHz con sus respectivos capacitores cerámicos de 22 pF. En el pin 1 se conecta la resistencia *Pull-Up* y el pulsador para resetear el código del microcontrolador. Finalmente, los pines 2 y 3 son los pines de recepción y transmisión del microcontrolador que se conectan al conversor USB a TTL para la comunicación con la computadora.

Teniendo en cuenta que la batería para uso cíclico se cargará a una tensión máxima de 7,2 V, primero se eligieron las resistencias R_1 y R_L para lograr una corriente de descarga de magnitudes similares a la corriente real del sistema de Nodos y de Unidad Central. Si bien en esta etapa el consumo no es conocido, se tomó un valor estimado en base a los componentes deben ser alimentados por la batería. Este valor resultó ser de 150 mA aproximadamente. Entonces se adoptaron los siguientes valores comerciales para R_1 y R_L :

$$R_1=4.7 \Omega / \frac{1}{4} W$$

$$R_L=33 \Omega / 2 W$$

Esto genera una corriente de descarga de 190 mA. Si bien el valor es mayor al estimado, los resultados no se verán afectados por esta variación.

Debido a la potencia disipada en las resistencias, se debe contemplar que R_1 debe ser de $\frac{1}{4}$ W como mínimo, y R_L de 2 W.

Para la elección de R_2 y R_3 se tuvo en cuenta los siguientes criterios:

1. R_2 debe ser mucho mayor que R_1 . De esta forma, se intenta minimizar la corriente que se deriva por R_2 . Tener en cuenta que la tensión V_{out} es proporcional a la corriente que circula por R_1 , por lo que mientras más pequeña sea la corriente sobre R_2 , más cercana será la corriente que circula por R_1 respecto a la corriente de salida de la batería.
2. R_2 y R_3 deben elegirse de forma que los valores resultantes de V_{out} cubran el rango de conversión de 5V del ADC, de forma de obtener mayor precisión en la conversión.

Como se mencionó anteriormente, la corriente máxima es de 190 mA. Sin embargo, se optó como valor máximo de corriente 300 mA para tener margen respecto al valor máximo de conversión del ADC. Entonces, sustituyendo estos valores y el valor de $R_1=4,7 \Omega$ en la Ecuación 5 se obtiene una relación entre R_2 y R_3 , que se observa en la Ecuación 6.

$$\frac{R_3}{R_2} = 3,54$$

Ecuación 6: Relación entre R_2 y R_3

Finalmente se optó por los siguientes valores comerciales de R_2 y R_3 :

$$R_2=470 \Omega$$

$$R_3=1,8 \text{ k}\Omega$$

El valor de R_2 es 100 veces mayor a R_1 para cumplir con uno de los requisitos mencionados anteriormente.

Con estos valores de resistencias, la Ecuación 2 resulta en una relación de 3,83. Esta diferencia genera que el máximo valor de corriente que puede convertir el ADC ahora es de 277 mA aproximadamente. Esto sin embargo no supone un problema ya que el corriente máximo real a medir es de 190 mA.

Los valores de resistencia del divisor resistivo se eligieron teniendo en cuenta que:

1. Deben ser mayores a R_1 y R_2+R_3 , para que la corriente que circule por el divisor no sea significativa respecto a la corriente I_L , y que no afecte a la medición del circuito medidor de corriente.
2. El divisor debe generar un valor que convierta el valor máximo de la batería (7,2V) en 5V, para que el ADC pueda adquirir correctamente la señal.
3. Las resistencias deben ser menores a la resistencia interna que presenta el ADC (100k Ω)

En base a esto se optó por un divisor resistivo formados por resistencias de 20 k Ω . La tensión resultante será entonces la mitad de la tensión batería.

El consumo del amplificador operacional es despreciable frente a la corriente I_L .

El comportamiento esperado de la tensión y la corriente es que vayan decreciendo en su valor lentamente, hasta que en el punto donde se agotó la capacidad de la batería, la tensión y la corriente caigan abruptamente. El comportamiento debe ser similar al de la Figura 66.

Para adquirir las variables, V_o se conectó al pin 23 del microcontrolador, mientras que la salida del divisor resistivo se conectó al pin 24. Estos corresponden a las entradas. El microcontrolador se encarga de transformar los valores de tensión obtenidos a los correctos valores de corriente y tensión de batería. Estos valores se envían con dos decimales de precisión al monitor serie de la computadora.

Las mediciones se hicieron cada 5 minutos, dando 12 mediciones por hora. El circuito se conectó con la batería inicialmente en 6,03 V. Esta tensión indica que la batería está cargada, pero no completamente. Posteriormente se hizo funcionar el circuito ininterrumpidamente, midiendo y registrando los valores de corriente y tensión cada 5 minutos. La Figura 69 muestra la gráfica de tensión y corriente obtenida en función del tiempo.

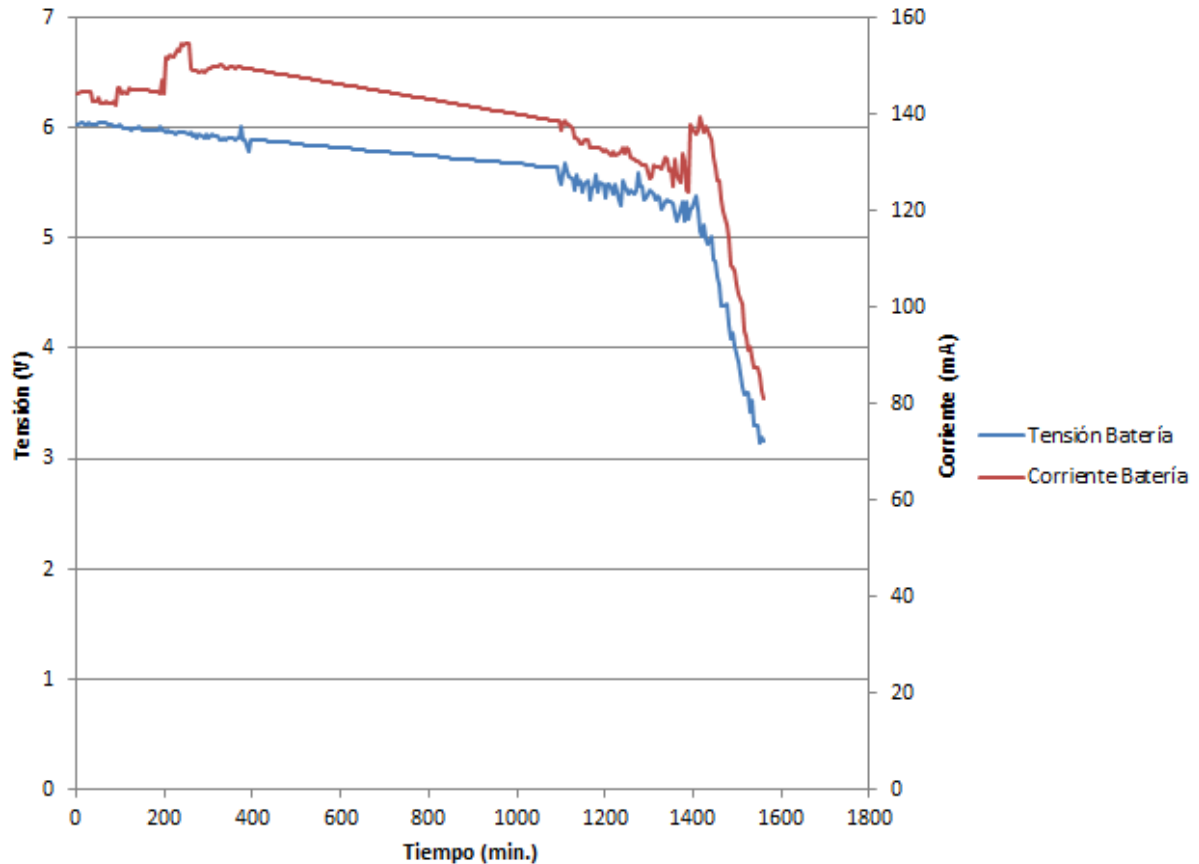


Figura 69: Curva de descarga de la batería.

De la Figura 69 se observa que las curvas se comportan de acuerdo a lo esperado. Ambas disminuyen hasta el punto en que la tensión es de 5,2 V y decrece abruptamente, al igual que la corriente.

Para verificar la medición de corriente y tensión, se midió con un multímetro estas variables en diversos momentos. La comparación de las medidas del multímetro y las que se observaban en la consola discrepaban entre ellas con un error del 5%. Este error es aceptable para el grado de precisión que requiere esta medición.

Entonces el rango de operación de la batería está definido desde los 6,9V hasta los 5,2V para una batería de flotación. El circuito de gestión de batería debe tomar como puntos límite estos valores para lograr un diseño óptimo.

La tapa de carga y control de batería para la Unidad Central puede analizarse en la Figura 70. La misma está dividida en bloques, cada uno de ellos representa una función puntual de la etapa.

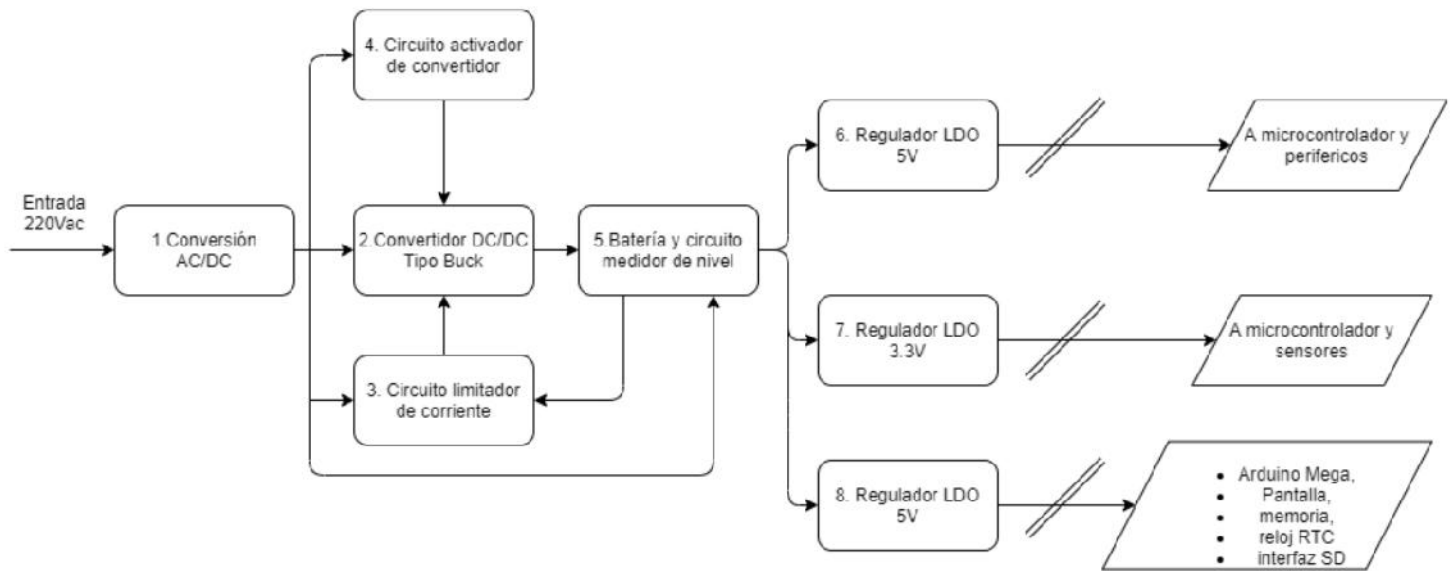


Figura 70: Diagrama en bloques de etapa de carga de batería de la Unidad Central.

A continuación, se describen brevemente los bloques involucrados:

1. Conversión AC/DC: Esta etapa se encarga de convertir los 220 V provenientes de la línea a una tensión de continua. Esta última se utiliza como entradas para las etapas 2, 3, 4 y 5.
2. Convertidor DC/DC Tipo *Buck*: Esta etapa se encarga de regular la carga de la batería. El convertidor adapta la tensión de entrada, reduciéndola a tensiones del orden de las necesarias para la batería.
3. Circuito limitador de corriente: Este circuito limita la máxima corriente que puede entregar el convertidor, con el fin de evitar corrientes de carga de batería mayores a las recomendadas por el fabricante. Para ello utiliza una resistencia de sensado en serie a la batería. La tensión de esta resistencia proviene de la etapa 5.
4. Circuito activador del convertidor: Este circuito comanda la activación del convertidor regulador conmutado a través de uno de sus pines.
5. Batería y circuito medidor de nivel: En esta etapa se encuentra la batería y un circuito que se encarga de medir el nivel de la misma en todo momento y en base a él permitir el paso o no de corriente hacia los reguladores.
6. Regulador LDO de 5V: Este regulador es alimentado por la batería siempre que el nivel de tensión sea apto. Para la Unidad Central, la salida del regulador alimenta el microcontrolador únicamente. Por otro lado, y como se verá más adelante, para la placa del Nodo este regulador alimenta al microcontrolador y los sensores.
7. Regulador LDO de 3,3V: Este regulador está dedicado a alimentar el módulo *Xbee* con 3,3V. Al igual que el regulador de 5V, éste funciona si el nivel de batería supera cierto umbral.

8. Regulador LDO de 5V: Este segundo regulador se dedica a alimentar la placa Arduino Mega, la pantalla táctil, la memoria EEPROM, el módulo de extracción de datos y el módulo RTC.

Teniendo en cuenta la función principal de los bloques, se entiende que la etapa de la Figura 1 actúa de forma diferente si la batería está siendo cargada por la red o no. Si se conecta la etapa a la red, la misma carga la batería además de suministrar corriente al resto del sistema. Si no hay alimentación de red, es la batería la encargada de alimentar al sistema.

El circuito diseñado e implementado que representa los diagramas de bloque en conjunto de la Figura 70 se observa en las Figuras 71 y 72.

Para comprender el circuito, el mismo se divide de acuerdo a los bloques de la Figura **70**.

A continuación, se explica detalladamente cada etapa del circuito, sus criterios de diseño, elección de componentes, e implementación.

1. Conversión de $220 V_{AC}$ a tensión de DC.

En la Figura **73** se observa el circuito de la etapa 1. La misma consiste de un transformador de $220V_{AC}$ a $6+6V_{AC}$, un puente rectificador de diodos y unos capacitores de filtrado para obtener la tensión continua.

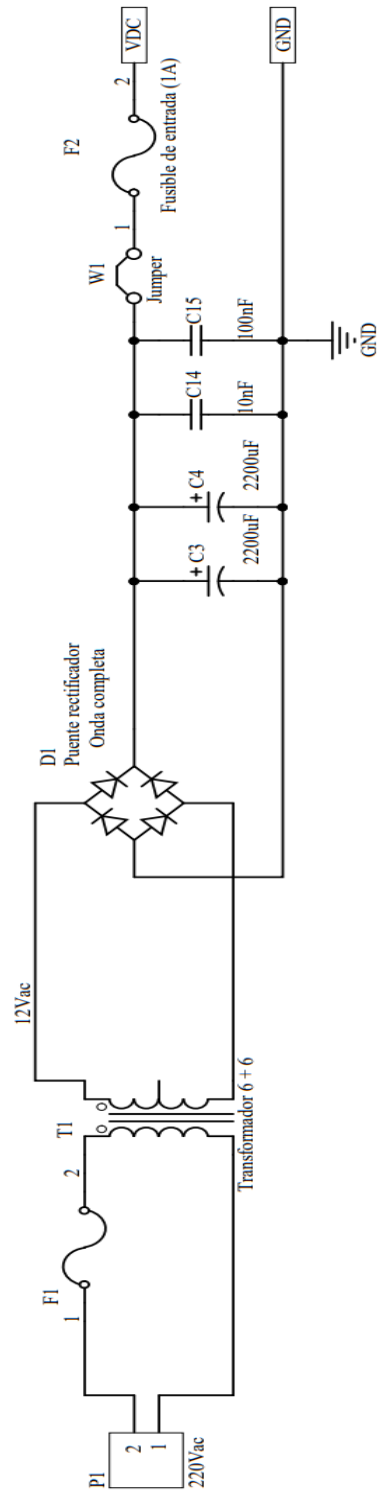


Figura 73: Circuito convertor de 220Vac a tensión de continua.

El transformador de 6+6V es un transformador con toma central, por lo que tiene tres cables en el devanado secundario. A diferencia de los transformadores sin toma central, éste permite obtener dos tensiones de $6V_{AC}$ o una de $12V_{AC}$ dependiendo de qué cables se tome la tensión. Entonces a partir de una onda senoidal de 220V se obtiene a la salida una onda senoidal de 12V. Debe tenerse en cuenta que tanto los 220V como los 12V que se mencionan corresponden al valor eficaz de la señal. El valor eficaz es el valor de tensión alterna que produce el mismo efecto de disipación de calor (potencia) que su equivalente de voltaje en corriente continua sobre una misma resistencia.

Respecto a la corriente máxima que debe entregar el transformador, los factores determinantes son la máxima corriente de carga de batería y el consumo del conjunto Arduino Mega y pantalla táctil. Si bien se debe considerar también el consumo que presenta el resto del circuito (microcontrolador, Xbee, módulos complementarios, etc.) la carga de batería y la pantalla táctil presenta un gran consumo de corriente en comparación. En los próximos apartados se especificará la corriente del transformador.

Seguido al devanado secundario del transformador se utiliza un puente rectificador de onda completa, compuesto por 4 diodos en la disposición de la Figura 73. La función del mismo es invertir el semiciclo negativo de la onda senoidal proveniente del transformador. El efecto que produce en el tiempo es el de pasar de una onda senoidal a una onda periódica positiva del periodo igual a la mitad del de la señal de entrada. La Figura 74 ilustra cualitativamente el efecto del puente rectificador de onda completa.

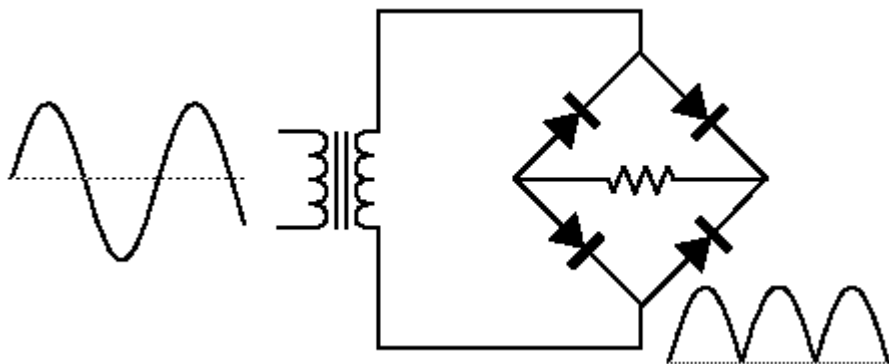


Figura 74: Efecto de puente rectificador de diodos.

El conjunto de capacitores que se encuentra a la salida del puente de diodos cumple la función de transformar la onda periódica de la Figura 74 en una tensión de continua apta para la operación del resto del circuito. El capacitor se carga hasta la tensión pico de la onda durante el ciclo ascendente de la misma. Cuando la onda periódica decrezca en amplitud, el capacitor tenderá a descargarse en función de la impedancia que presente el resto del circuito. Entonces el capacitor se carga y descarga periódicamente de acuerdo a la onda que sale del puente rectificador. La Figura 75 muestra el efecto del capacitor sobre la onda rectificada.

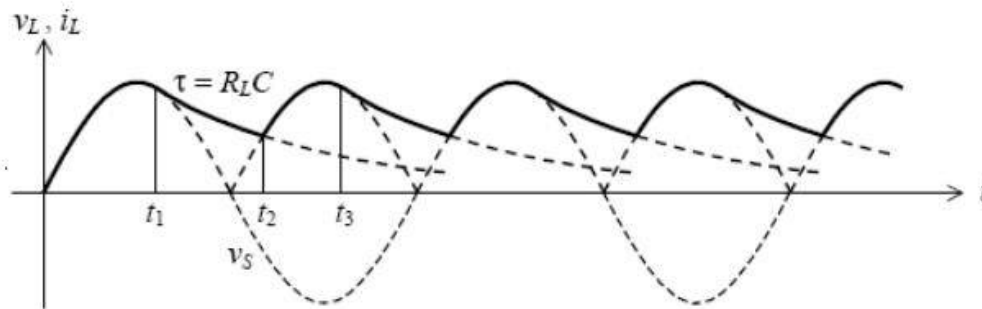


Figura 75: Efecto del capacitor filtrado sobre la onda rectificadora.

En la Figura 75, la constante τ es la constante de descarga del capacitor. Depende de la capacidad del capacitor y la impedancia que presente el circuito. El tiempo t_1 representa el instante donde la tensión de la onda rectificadora es menor a la almacenada en el capacitor, por lo que éste comienza a descargarse hacia el circuito que le sigue. El tiempo t_2 es el tiempo donde la onda rectificadora iguala la tensión del capacitor. Durante este tiempo y hasta t_3 el capacitor se carga nuevamente. Este proceso se repite periódicamente. Vale aclarar que el capacitor no puede descargarse hacia el transformador debido a que los diodos del puente se encuentran en inversa, por lo que sólo puede descargarse a través de la carga que se le conecta.

La diferencia de tensión entre el valor pico (valor máximo) del capacitor y el valor de descarga en t_2 (valor mínimo) se llama tensión de *ripple* V_R . Es deseable que esta tensión sea mínima, ya que representa variaciones respecto al valor de continua. Aumentando el valor del capacitor, la constante τ aumenta y la curva de descarga es más lenta, pareciéndose a un valor constante. La tensión de *ripple* V_R se calcula a través de la Ecuación 7, donde f es la frecuencia de la onda senoidal del primario (50 Hz) y C es el valor de capacidad a la salida del rectificador de onda completa.

$$V_R = \frac{I}{2 * f * C}$$

Ecuación 7: Tensión de *ripple* V_R

Como puede observarse, a medida que el valor de capacidad aumenta, la tensión de *ripple* disminuye.

Sin embargo, existe una limitante en cuanto al valor máximo de capacidad que se puede utilizar luego de la etapa de rectificación. Este límite lo imponen los valores máximos de corriente máxima pico repetitiva y corriente pico de arranque que soportan los diodos que conforman el puente rectificador.

La corriente por los diodos del puente se puede aproximar a pulsos de duración igual al tiempo de conducción, que es cuando el voltaje del secundario del transformador es mayor a la tensión En el capacitor. Los pulsos tienen que aportar suficiente carga al capacitor para que pueda mantener la corriente de salida constante durante la no conducción del diodo. Esto quiere decir que el diodo tiene que conducir durante su corto tiempo de conducción todo lo que no puede conducir durante el resto del ciclo. En ese tiempo por los diodos pueden circular corrientes de magnitudes excesivamente grandes en comparación a la corriente promedio que entrega el circuito a la salida. Es por ello que se debe tener en cuenta que mientras más grande sea el valor

del capacitor, menor es el tiempo de conducción de los diodos y mayor es la corriente que deben proporcionar al capacitor para mantener la corriente de salida.

Para la elección del capacitor entonces se buscó un valor de capacitor que garantice el menor *ripple* posible sin comprometer la corriente de los diodos mencionada anteriormente. Para ello se simuló el circuito de la Figura 73 en el *software* TINA TI de Texas Instruments. En el diseño se contempló una carga de 700 mA para contemplar el consumo del resto del circuito. Este valor representa la suma del consumo de total del microcontrolador, placa Arduino mega, pantalla, etc. más la carga de la batería. Este está sobredimensionado, agregando un porcentaje de seguridad respecto al consumo real del sistema.

Teniendo en cuenta que la placa puede funcionar como Unidad Central o Nodo, se debe poder asegurar el peor caso en cuanto a consumo de corriente que es para el caso de la Unidad Central, que posee más componentes y por lo tanto mayor consumo. Si se asegura el funcionamiento para la Unidad Central también se asegura el funcionamiento para los Nodos. Entonces se analizó la respuesta de para una corriente de 700 mA y un capacitor de 4400 μF . En la Figura 76 se observa el resultado.

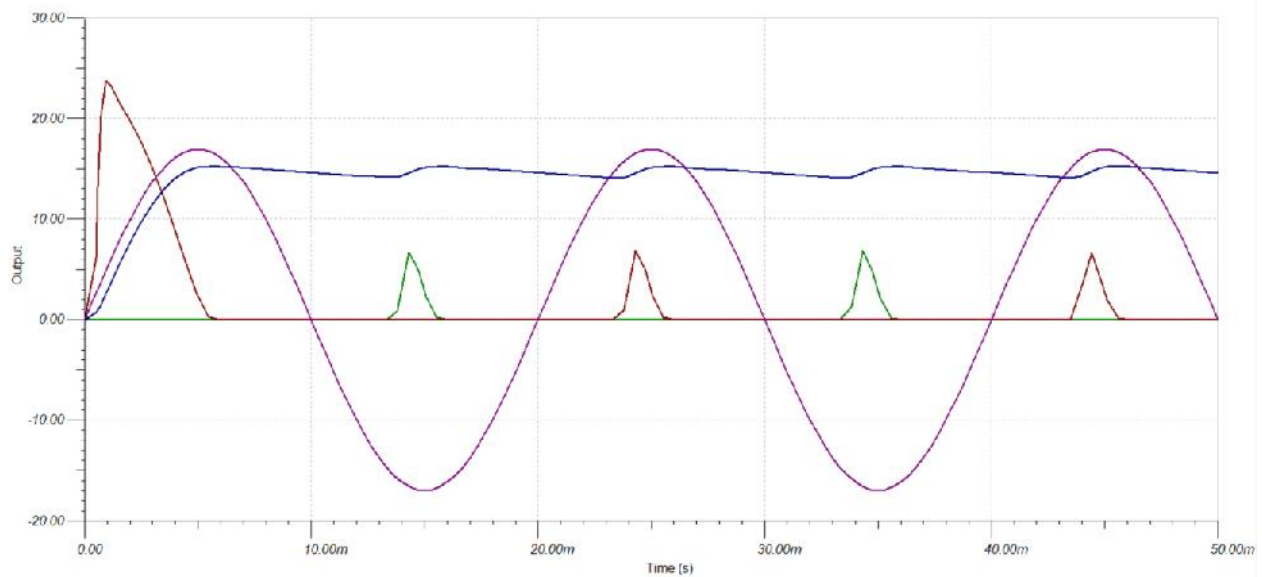


Figura 76: Tensión de salida del capacitor (azul), corriente pico de arranque y corriente pico repetitiva (roja) de los diodos de rectificación.

La senoidal violeta es la tensión en el secundario, de valor pico de 17 V, es decir, valor eficaz de 12V. La tensión azul es la del capacitor y los picos de la onda roja son los picos de corriente repetitivos del diodo. El primer pico es la corriente de arranque de los diodos. Es importante ver que los diodos que se implementen deben soportar una corriente de arranque de por lo menos 40 A. Por otro lado, la tensión de *ripple* V_R para un capacitor de 4400 μF y utilizando la Ecuación 7 es de 1,6V.

Volviendo a la Figura 73 se observa que se diseñó un arreglo de dos capacitores C_3 y C_4 . También se colocaron dos capacitores en paralelo C_{14} y C_{15} de 10 nF y 100 nF respectivamente, con el objetivo de eliminar ruidos de frecuencias superiores que pudieran distorsionar la tensión de salida.

El circuito idealmente debe convertir los $12V_{AC}$ en una tensión de continua igual al valor pico de la onda. Recordando que el valor pico es 1,414 veces el valor eficaz tensión de alterna, se esperaría obtener $17V_{DC}$ aproximadamente. Esto no suele ser así en la práctica debido a las propiedades constructivas de los transformadores y las caídas de tensión en los diodos. Además, dependiendo del consumo del circuito es necesario aumentar la capacidad total de entrada para obtener valores más altos de continua.

La tensión resultante del filtrado del capacitor se utiliza para alimentar las etapas 2, 3, 4 y 5.

2. Convertidor DC-DC Buck.

Para la carga de la batería del sistema se reemplazó el circuito conformado por el LM317T (regulador lineal) implementado para la medición de la curva de carga y descarga de la batería por un regulador conmutado, basado en el LM2596S- ADJ. Se optó por este tipo de regulador principalmente por su alta eficiencia (o rendimiento) en comparación con un regulador lineal. Esto hace que los disipadores que se deban agregar al regulador conmutado sean más pequeños en tamaño respecto a los reguladores lineales, e incluso hasta se pueden prescindir de ellos en casos excepcionales. Otra ventaja es que los reguladores conmutados pueden utilizarse como convertidores reductores de tensión (*Buck*), elevadores de tensión (*Boost*) y reductores-elevadores de tensión (*Flyback*), dependiendo de cómo se posicionen los componentes del convertidor en el circuito. Los reguladores lineales solo pueden reducir la tensión de salida respecto a la de entrada. Para esta aplicación se implementó un convertidor tipo *Buck* para convertir la tensión provista por el transformador a tensiones del orden de los 6V (tensión de batería).

Los reguladores conmutados se caracterizan por tener un transistor que alterna entre su estado de saturación y corte periódicamente y permite el paso de corriente o no a un inductor, el cual se encarga de almacenarla y posteriormente entregarla a la carga que se le conecte. También se utiliza un diodo para permitir que el inductor siga conduciendo aun cuando el elemento de conmutación esté cortado. En la Figura 77 se muestra el circuito de un regulador conmutado. La conmutación del transistor generalmente se hace con señales pulsadas de frecuencias del orden los kHz, y de ciclos de trabajo variables. Los ciclos de trabajo se utilizan como elemento de control para determinar cuánta corriente se carga y cuánta se descarga por el inductor. La tensión de salida es el producto de un filtro pasa bajos de segundo orden operando sobre una señal cuadrada de alta frecuencia y ciclo de trabajo variable, recuperando en consecuencia la componente de continua de esa señal.

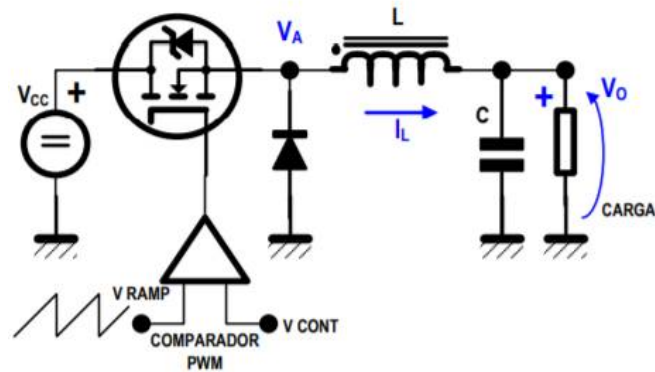


Figura 77: Convertidor tipo *Buck*.

Extraído de “Convertidores DC-DC”. Hoja 5. Cátedra de Sistemas de Control (403 – 4C8). Departamento de Electrónica. Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional de Mar del Plata.

Se puede apreciar que el transistor de la Figura 77 (en este caso un MOSFET) es controlado a través de su compuerta (*Gate*) por un controlador PWM, a modo de ejemplo. Existen varias formas para controlar el accionar del transistor.

En la Figura 78 se observa un diagrama en el tiempo de las señales relevantes del circuito, para comprender el funcionamiento genérico de un convertidor tipo *Buck*.

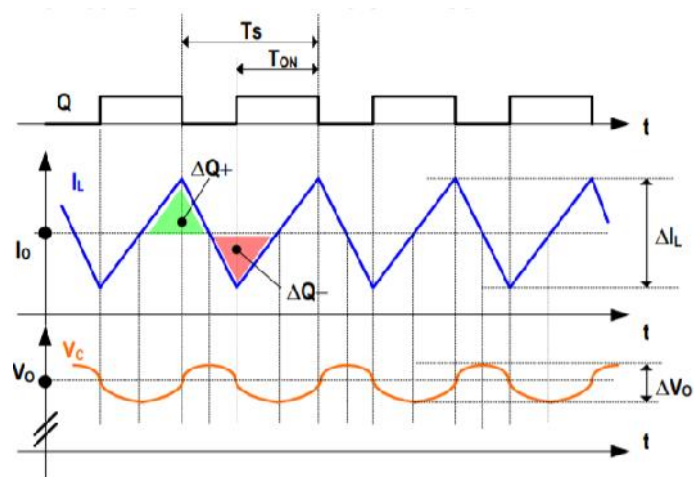


Figura 78: Diagrama temporal de operación de un convertidor *Buck*. De arriba abajo: Señal de control de pulsos, corriente de inductor y tensión de salida.

Extraído de “Convertidores DC-DC”. Hoja 5. Cátedra de Sistemas de Control (403 – 4C8). Departamento de Electrónica. Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional de Mar del Plata.

En la Figura 78 se observa en el gráfico superior una señal pulsada de período T y tiempo activo T_{ON} . En un convertidor tipo *Buck* durante el tiempo T_{ON} el transistor conduce y el diodo está polarizado en inversa, por lo que el inductor se carga en sentido hacia la carga R . Cuando el tiempo T_{ON} finaliza, el transistor se corta y el diodo queda polarizado en directa, permitiendo que el inductor se descargue hacia la carga. Se observa que la corriente aumenta y disminuye

en forma de rampa sobre un valor medio I_O . La tensión de salida por su parte responde como la forma de onda integrada de la corriente, sobre un valor medio V_O . Se puede notar que la tensión disminuye cuando la corriente cae por debajo de I_O , y aumenta cuando supera el valor de I_O , por lo que queda definido un *ripple* de salida ΔV_O . Este valor puede reducirse de acuerdo a la elección de los valores de los componentes, y su minimización es a veces importante dependiendo de la aplicación.

Como se mencionó antes, el tiempo T_{ON} controla la relación de corriente de carga/ corriente de descarga del inductor, y, por lo tanto, la tensión de salida lograda. Por lo que el accionar sobre T_{ON} permite obtener tensiones de salida variables. En un convertidor tipo *Buck* se cumple la relación dada por la Ecuación 8, donde V_O es la tensión de salida, V_{IN} es la tensión de entrada y D es la relación entre T_{ON} y T .

$$V_O = D * V_{in}$$

Ecuación 8: Relación de conversión entre tensión de entrada V_{IN} y V_O

Para el diseño del convertidor tipo *Buck* se utilizó el integrado LM2596S-ADJ del fabricante National Semiconductor. Este integrado provee todas las funcionalidades necesarias para diseñar el convertidor *Buck*. Trabaja a una frecuencia de 150 kHz y permite entregar como máximo 3A de carga. Ofrece un buen *ripple* de salida menor a 4% y un alto rendimiento. La tensión máxima de entrada llega a 45 V. Sus opciones de encapsulado son en TO-220 para el LM2596T y TO-263 (SMD) para el LM2596S. Se optó por usar la versión “T” para implementarlo en una placa experimental en una primera instancia. En el diseño final se utilizará la versión “S”.

Respecto a la eficiencia del integrado, el fabricante provee un gráfico que menciona el rendimiento del convertidor para diferentes tensiones de entrada, tensiones de salida y corrientes de carga. El mismo se observa en la Figura 79. Las tensiones de salida se ven al costado izquierdo de cada curva sobre el gráfico.

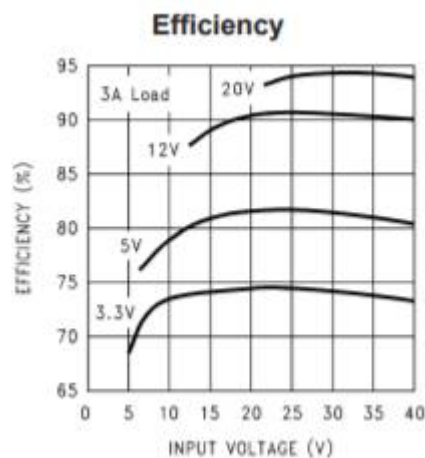


Figura 79: Eficiencia del integrado en función de la tensión de entrada y corriente de carga.

Extraído de “LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 3A Step-Down Voltage Regulator”.
Hoja de datos de National Semiconductor. 2002.

Se aprecia que, en el peor de los casos, el rendimiento del convertidor es del 70%. Este valor de todas formas es superior a la eficiencia que se puede lograr con un convertidor lineal.

En estos últimos, la eficiencia se calcula como el coeficiente entre la tensión de salida y la tensión de entrada. En el caso de esta aplicación, la tensión de entrada obtenida del transformador es de 17V aproximadamente, mientras que la tensión de salida para la batería que se utilizó se carga como máximo a 7,2V. Esto significa que la eficiencia del convertidor lineal es sólo del 42%. En la figura **79** para una tensión de entrada de 17V y una tensión de salida de 7,2V y siguiendo la línea de tendencia de las curvas, se puede apreciar que la eficiencia es de aproximadamente 82% para el caso del LM2596S. Esto supone una mejora del doble en la eficiencia respecto al LM317T usado inicialmente para obtener la curva de carga y descarga de la batería.

El integrado tanto en su versión TO-220 como en su versión TO-263 cuenta con 5 pines, los cuales se detallan en la Figura **80**.

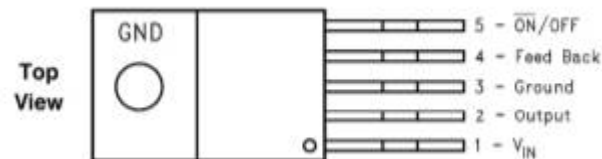


Figura **80**: Pinout del LM2596S-ADJ.

Extraído de "LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 3A Step-Down Voltage Regulator".
Hoja de datos de National Semiconductor. 2002.

El pin 1 corresponde a la tensión de entrada (en este caso la que proviene del transformador). El pin 2 es la salida del regulador, que es la tensión de carga de la batería. El pin 3 es el GND del regulador.

El pin 4 es la realimentación del integrado, que permite obtener tensiones de salida variables de acuerdo a la tensión que presente el pin.

El pin 5 cumple la función de habilitación del integrado. Cuando este pin es llevado a GND, el integrado se activa.

La Figura **81** por otro lado muestra un ejemplo de diseño del convertidor *Buck* basado en el integrado. Este esquema contiene los componentes necesarios para la adecuada implementación del convertidor.

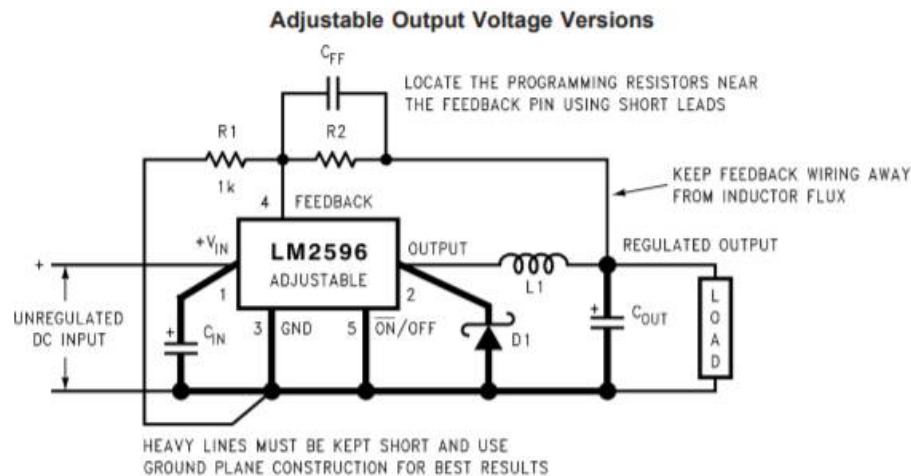


Figura 81: Ejemplo de diseño de convertidor *Buck* basado en LM2596S-ADJ.

Extraído de “LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 3A Step-Down Voltage Regulator”.
Hoja de datos de National Semiconductor. 2002.

Los elementos necesarios para llevar a cabo el convertidor son:

- Un capacitor de entrada C_{IN} , que cumple la función de prevenir transiciones largas de tensión en la entrada.
- Un capacitor de salida C_{OUT} , el cual se corresponde con el capacitor de salida de la Figura 77.
- Un Diodo Schottky D_1 que es el diodo de la Figura 77. El fabricante sugiere en la hoja de datos el uso de un diodo Schottky debido a que proveen mayor eficiencia y rendimiento.
- Un inductor L_1 .
- Un arreglo de resistencias R_1 y R_2 para censar la tensión de salida del convertidor y usarla como realimentación para el integrado.

Para la elección de los valores de los componentes, el fabricante provee en su hoja de datos un procedimiento de pasos para determinar los mismos en base a las especificaciones que debe cumplir el convertidor (tensión de entrada máxima, corriente de salida máxima, tensión de salida máxima).

Para este caso se definieron las siguientes especificaciones:

Máxima tensión de entrada V_{IN} : 35 V

Máxima corriente de salida I_O : 3 A

Máxima tensión de salida V_O : 10 V

Estos valores fueron establecidos bajo la suposición de que las baterías implementadas no necesariamente pueden ser iguales en marcas y modelos, teniendo diferentes tensiones máximas de carga y corrientes máximas. Además, el arreglo de baterías puede estar sujeto a

modificaciones, agregando una segunda batería en paralelo para aumentar la durabilidad del circuito en ausencia de alimentación de red.

En base a estos valores, siguiendo el instructivo provisto en la hoja de datos se obtuvieron los siguientes valores para cada componente:

$$C_{IN} = 220 \mu F$$

$$C_{OUT} = 440 \mu F$$

$$L_1 = 33 \mu H / 3A$$

Respecto al diodo D_1 , la única especificación que se requiere es que soporte la corriente para la cual fue diseñado el convertidor (en este caso de 3A).

Finalmente, para obtener el juego de valores para R_1 y R_2 se utiliza la Ecuación 9 por el fabricante en la hoja de datos, que relaciona la tensión de salida con las resistencias.

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Ecuación 9: Relación entre V_o , R_1 y R_2 .

Habiendo definido $V_o = 10V$, se obtiene la relación $R_2 / R_1 = 7,13$.

La Figura 82 muestra la implementación del convertidor *Buck*.

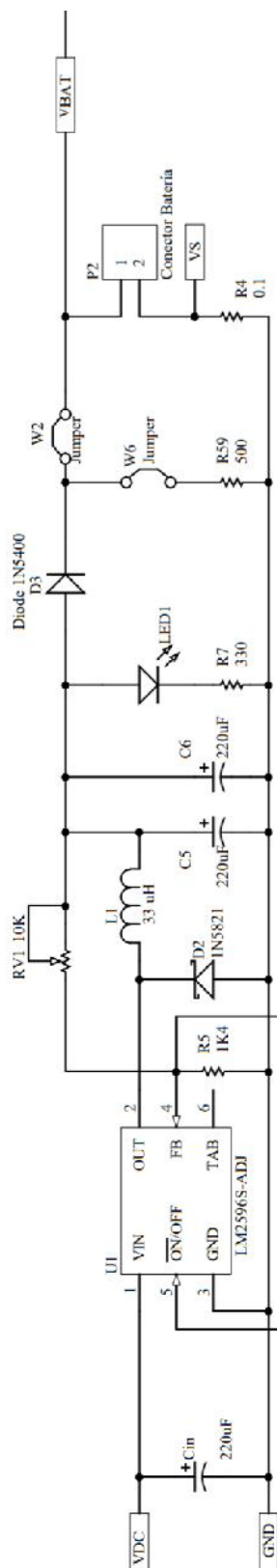


Figura 82: Convertidor *Buck* para cargador de batería.

La entrada etiquetada como VDC es la tensión de continua a la salida del puente rectificador de diodos, obtenida del transformador “6 + 6”. El capacitor C_{IN} de 220 μ F es el capacitor de entrada al regulador LM2596S. A la salida (pin 2) se puede ver el diodo Schottky D_2 , el inductor L_1 y los capacitores C_5 y C_6 que en conjunto conforman el capacitor de salida del convertidor. El potenciómetro R_{V1} y la resistencia R_5 conforman el juego de resistencias para poder variar la tensión de salida en el pin 2.

Además, se agregó un LED indicador de funcionamiento (D_4), un *Jumper* W_2 para poder medir la corriente de carga de la batería y un diodo D_3 para evitar que la batería se descargue hacia el convertidor cuando no haya alimentación de red.

3. Circuito limitador de corriente.

Para el convertidor se implementó un circuito limitador de corriente. La necesidad de realizar una limitación corriente surge debido a que las baterías tienen una corriente máxima de carga. Si por cualquier motivo la corriente de carga supera este valor, la batería podría sufrir daños e incluso quedar inutilizada. Para lograr entonces la limitación de corriente es necesario censar la corriente de carga de la batería, compararla con un umbral y enviar al LM2596 el estado de dicha comparación. En la Figura 83 se observa el diagrama de bloques interno del LM2596.

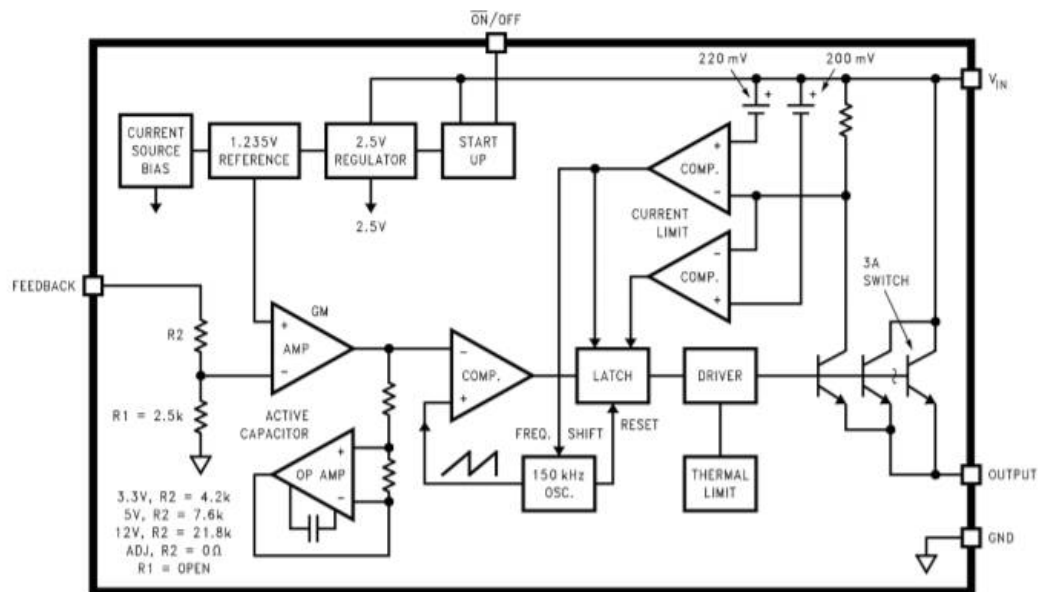


Figura 83: Diagrama en bloques LM2596.

Extraído de “LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 3A Step-Down Voltage Regulator”.
Hoja de datos de National Semiconductor. 2002.

Como se mencionó anteriormente, el pin de *Feedback* controla la tensión de salida del regulador. Tiene un comparador interno que compara la señal del pin de *Feedback* con una referencia interna de 1,235 V. La salida del comparador ingresa a otro, cuyas entradas son la nueva señal y una onda tipo diente de sierra comandada por el oscilador interno de 150 kHz del integrado. Este comparador es el módulo de control que gobierna las ondas pulsadas para la apertura y cierre del transistor que permite el paso de corriente. Por lo tanto, al enviar una señal al pin de *Feedback* mayor a la referencia de 1,235 V se generaría un nivel de comparación bajo

a la entrada del control de pulsos, reduciendo la apertura del transistor y disminuyendo el paso de corriente. Esto a su vez genera que la tensión de salida disminuya.

El circuito implementado se ve recuadrado en la Figura 84.

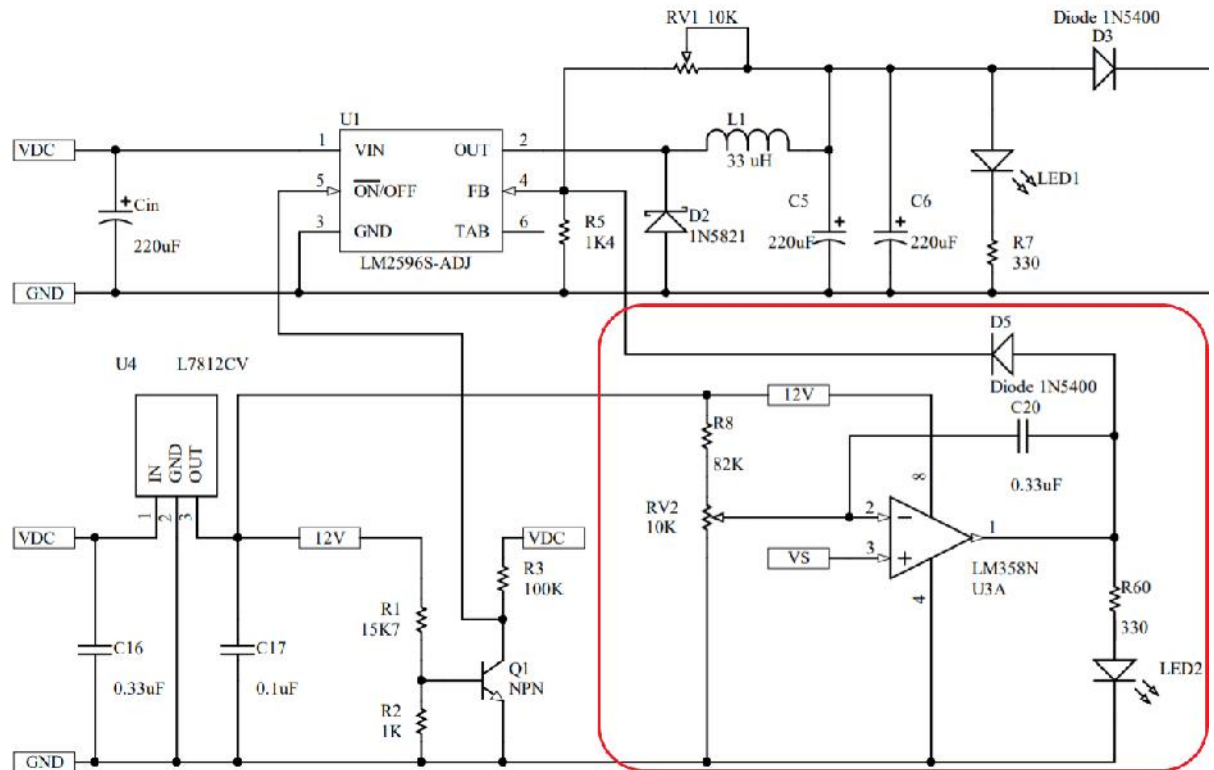


Figura 84: Circuito limitador de corriente para regulador *Buck*.

El circuito consta de un amplificador operacional LM358N utilizado como comparador. La salida del comparador enciende un Led e ingresa al pin de *Feedback* del LM2596.

A las entradas del comparador ingresan la señal de sensado de corriente V_S que se toma de la resistencia R_4 en serie a la batería de la Figura 82, y una señal generada a través de un potenciómetro. Esta señal fija el nivel de corriente máxima. Cuando la corriente que pasa por R_4 genera una tensión mayor a la tensión de salida del potenciómetro, la salida del comparador se activa. El comparador es alimentado por 12V regulados, por lo que una señal de 12 V (y por lo tanto mayor a la referencia de 1,235 V) ingresa al LM2596, activando la limitación de corriente del sistema.

La resistencia R_4 debe ser de un valor bajo, ya que valores elevados generarían pérdida de potencia, tanto en la carga como en la descarga de la batería. Se optó entonces por una resistencia de 0,1 Ω .

Por otro lado, la elección del divisor resistivo depende de la corriente máxima que se debe controlar. Para este convertidor se eligió como limitar a 1,5 A como máximo. Este límite es suficiente para proteger la batería sin afectar la velocidad de carga de la misma.

Un valor de 1,5A produce una caída de tensión en R_4 de 150 mV aplicando Ley de Ohm. Este valor de tensión es el máximo valor de comparación en el LM358. El potenciómetro R_{V2} y la

resistencia R_8 deben ser tales que generen 150mV en el terminal inversor del amplificador. La Ecuación **10** muestra relación que deben cumplir las resistencias para obtener la tensión requerida, donde $V_{m\acute{a}x}$ son los 150mV producidos en R_4 y R_a y R_b son las resistencias internas que conforman el potenciómetro. R_B es el extremo conectado a GND, mientras que R_A es el extremo conectado a R_8 .

$$\frac{V_{m\acute{a}x}}{12V} = \frac{R_b}{(R_8 + R_a + R_b)}$$

Ecuación **10**: Relación entre R_8 y R_{v2}

El potenciómetro en uno de sus extremos da el máximo valor de tensión. En este punto se cumple que $R_A=0\Omega$ y R_B es igual al valor del potenciómetro a usar, por lo que la Ecuación **10** se reduce a la Ecuación **11**.

$$\frac{V_{m\acute{a}x}}{12V} = \frac{R_{v2}}{(R_8 + R_{v2})}$$

Ecuación **11**: Relación entre R_8 y R_{v2} con potenciómetro en uno de sus extremos.

Despejando en la ecuación se llega a $R_{v2} = \frac{R_8}{79}$. Se definió entonces un potenciómetro de 1k Ω , por lo que la R_8 debe ser de 79k Ω .

Entonces, cuando la caída de tensión sobre R_4 sea mayor a la tensión producto del ajuste del potenciómetro, la salida del comparador será 12V, activando la limitación de corriente del LM2596.

Se debe tener precaución respecto a los valores de tensión que puede manejar el pin de *Feedback*, ya que generalmente toleran un valor máximo de tensión que suele ser menor a la tensión de entrada que puede admitir el integrado. Puntualmente el LM2596 el pin de *Feedback* soporta hasta 25V. Es por ello que se utilizó un regulador lineal de 12V implementado con el LM7812 para entregar una tensión menor a este pin al momento de activar la limitación de corriente. Se eligió un valor de 12V para minimizar la caída de tensión entre la entrada y la salida del integrado, reduciendo también la pérdida de potencia en el integrado.

También se debe mencionar que se utilizó el diodo D5 polarizado en directa desde la salida del amplificador hacia el pin 4 del LM2596. Este diodo garantiza que la corriente por parte de la realimentación a la salida del integrado no se desvíe hacia la salida del amplificador.

4. Circuito activador de convertidor

Se debe tener precaución con este convertidor en el caso de que se encienda cuando la carga está cortocircuitada o con una carga de muy baja impedancia. En este caso lo que puede pasar es que el circuito limitador de corriente no llegue a actuar ya que la tensión de entrada puede caer a valores que impidan el funcionamiento del circuito. Esta caída está sujeta al consumo elevado que demanda la carga en estas condiciones, disminuyendo la tensión que se convierte del transformador. Al no actuar la limitación de corriente, el regulador entregará el máximo de corriente que permite. Esto aplicado a una batería puede causar efectos destructivos.

Para solucionar este efecto se puede controlar el pin 5 del regulador (pin ON / OFF). Por defecto este pin al ponerlo a GND o a una tensión menor a 1,3V activa la salida del regulador.

Por encima de este valor la salida queda inhabilitada, independientemente si hay tensión a la entrada o no. Por lo tanto, se puede decidir cuándo activar la salida del regulador o no.

Para manejar este pin se utiliza como señal de activación la salida de 12V del L7812CV. Al tener esta tensión en la salida se garantiza que el circuito limitador de corriente comenzará a funcionar, ya que estos 12V alimentan el amplificador operacional usado como comparador. Entonces cuando se obtienen 12V a la salida del regulador lineal el pin 5 del regulador conmutado debe llevarse a GND. Para ello se implementó el circuito de la Figura 85.

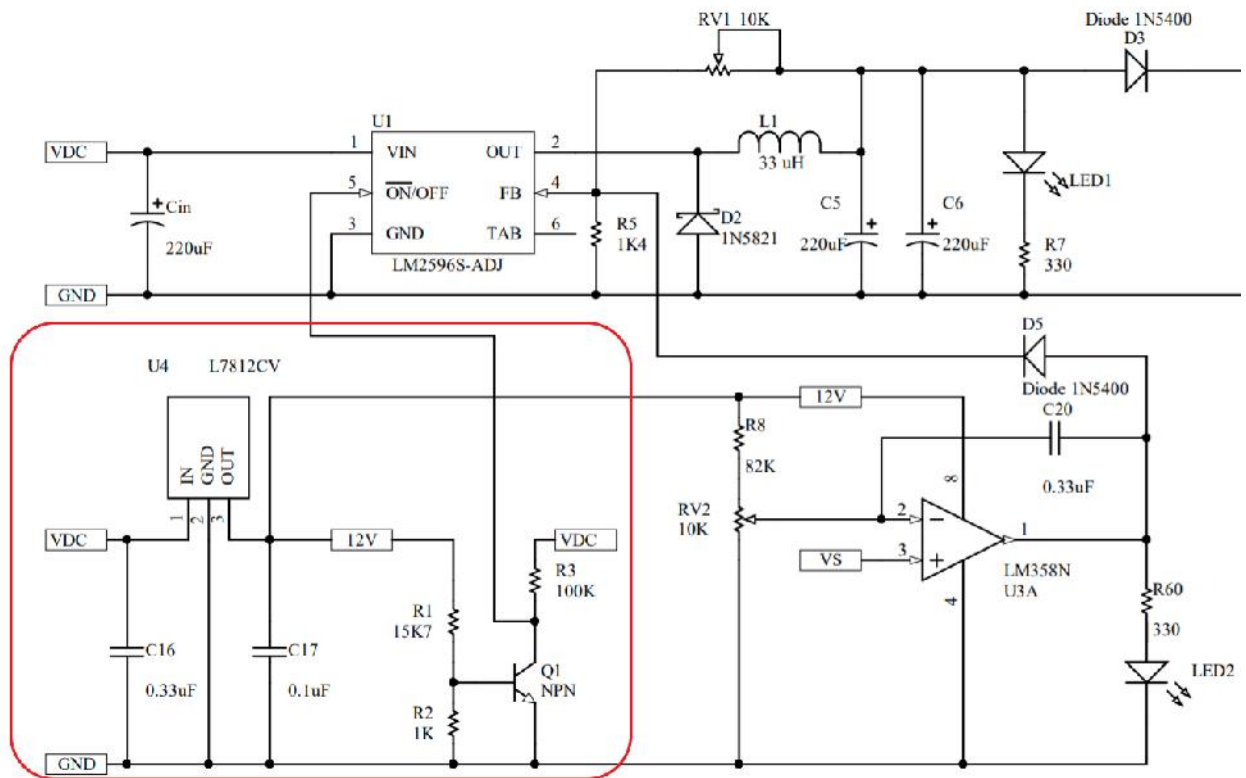


Figura 85: Activador de regulador.

El circuito consiste en un transistor NPN polarizado. El colector es alimentado por la tensión a la salida del puente de diodos V_{CC} . La señal V_{ON} , que se conecta al pin 5 del LM2596 (Figura 82) está entre V_{CC} y R_3 . Durante el tiempo donde el transistor no conduce, $V_{ON} = V_{CC}$ hasta se generen los 12V a la salida del regulador lineal.

El transistor está polarizado para que comience a conducir cuando se obtengan 12V. Tensiones menores a este valor no deben generar la conducción del mismo. Para ello se dimensionaron las resistencias teniendo en cuenta la caída típica de tensión entre base y emisor $V_{BE} = 0,67V$. Por debajo de este valor de tensión de base el transistor no conduce.

El transistor funciona o en corte o en saturación. Al saturar, la señal V_{ON} pasa a 0V, activando la salida del regulador conmutado.

Como se mencionó anteriormente, al comandar el pin 5 del LM2596 con la alimentación del comparador del circuito limitador de corriente se asegura que el circuito limitador de corriente funcione cuando la salida del regulador conmutado se active.

5. Control de nivel de tensión de batería

En el sistema desarrollado, la batería se encarga de alimentar la mayor parte del tiempo los Nodos y ocasionalmente a la Unidad Central. Es importante administrar correctamente por un lado su carga, y por otro su descarga. Es por ello que se implementó un circuito dedicado a controlar el nivel de tensión de la batería en todo momento. De esta forma es posible minimizar el consumo de corriente cuando la batería esté en niveles bajos de tensión y evitar descargas excesivas de la misma. Vale aclarar que las baterías de gel tienen una vida útil definida en ciclos de descarga de la misma. Este número puede verse disminuido si las mismas son descargadas por debajo de ciertos porcentajes de carga.

En apartados anteriores se obtuvo la curva de descarga de una batería de gel en la Figura **69**. De la misma se concluyó que para tensiones cercanas a los 5,2V la batería cambia su pendiente de descarga abruptamente. Es en este punto donde la vida útil empieza a verse afectada. Por lo que es importante no consumir cantidades significativas de corriente en este nivel de tensión.

Es recomendable también no llegar a estos niveles de tensión y recargar las baterías en niveles superiores. Eso atenta sin embargo contra el tiempo en el cual el sistema puede funcionar sin necesidad de una recarga.

En base a la curva de descarga (Figura **69**) se optó por usar como umbral superior de descarga de la batería una tensión de 5,5V. Este valor permite un funcionamiento de la batería por 550 minutos, equivalente a 9 horas aproximadamente a una corriente aproximada de descarga de 300 mA.

Por debajo de 5,5V se corta el suministro de corriente hacia el microcontrolador, Arduino Mega, pantalla, el módulo de transmisión *Xbee* y demás módulos. Gran parte del consumo de la Unidad Central se debe a estos elementos, por lo que, por debajo de 5,5V el consumo de corriente se minimiza notablemente, hasta que a los 5,2V se corta totalmente. En este punto la batería se descargará por el efecto de auto descarga presente en todas ellas.

Entonces el circuito resultante debe encargarse de permitir el paso de corriente hacia el microcontrolador, sensores y *Xbee* hasta los 5,5V de batería. Por debajo de este nivel el circuito debe cortar el suministro de corriente y solo alimentar al circuito de control de tensión. Si la tensión cae por debajo de 5,2V, el circuito debe apagarse automáticamente, aislando la batería de toda carga. La Figura **86** resume el accionar el circuito. El eje de corriente (curva amarilla) está graficado de forma cualitativa.

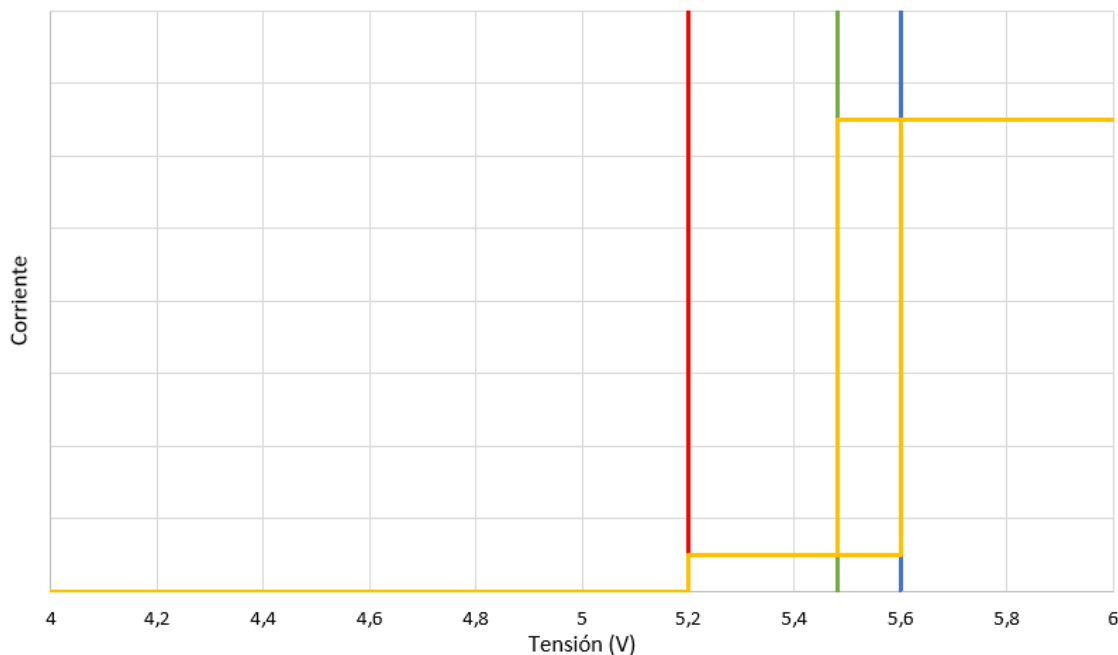
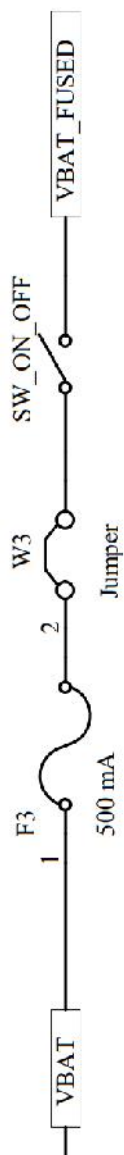


Figura 86: Función del circuito de control de nivel de batería.

De la figura se puede observar una histéresis que tiene como límites 5,5V (línea vertical verde) y 5,6V (línea vertical azul). Se implementó una histéresis para que al cargar la batería el nivel supere el límite máximo para que en el caso de que se interrumpa la carga en niveles de tensión cercanos a 5,6V no exista una conmutación inmediata hacia la zona donde la corriente se hace mínima.

Vale aclarar que estos valores se tomaron como premisa para comenzar el diseño del circuito, aunque el sistema contempla la posibilidad de variar estos límites posteriormente de ser necesario.

Entonces el circuito esencialmente se compone de un comparador simple y un comparador con histéresis. La Figura 87 muestra el circuito diseñado.



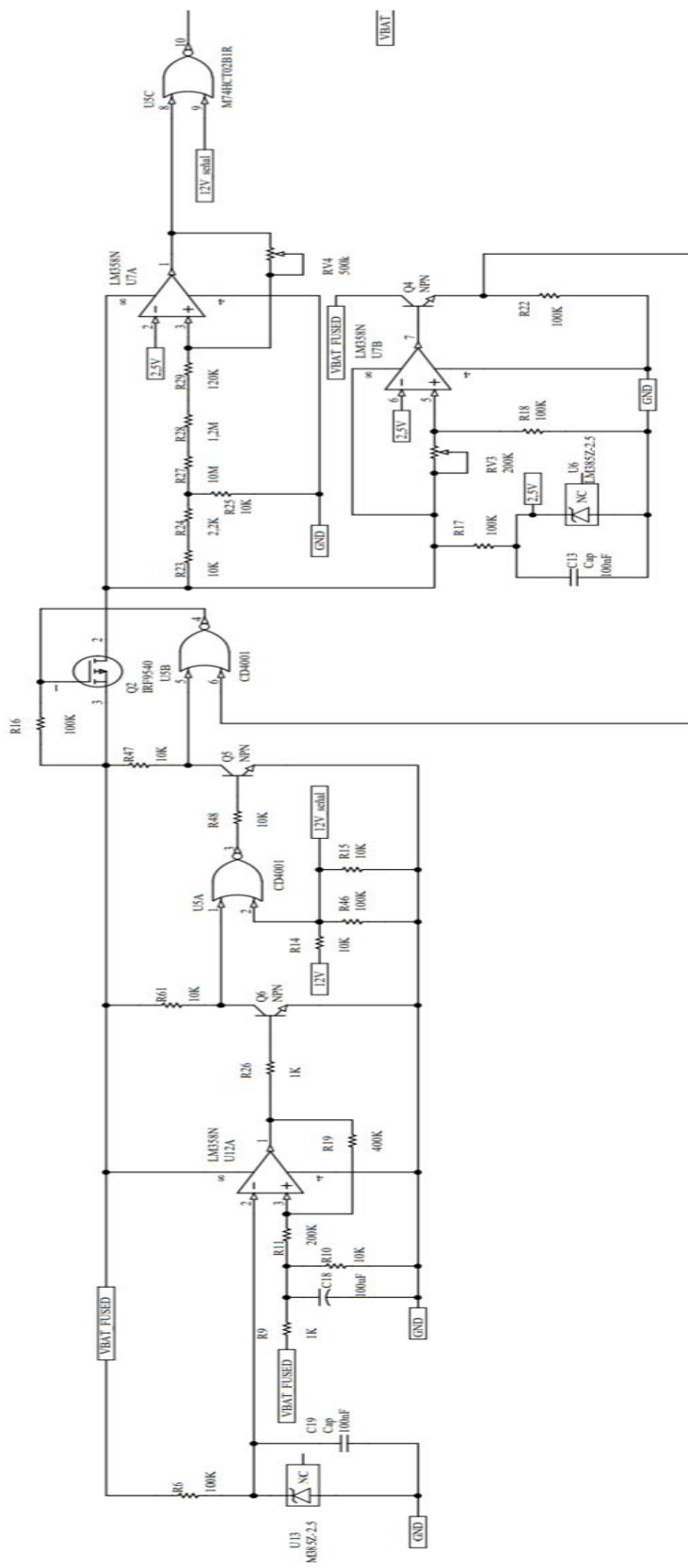


Figura 87: Circuito de control de nivel de batería.

El circuito presenta cuatro condiciones o señales de entrada que determinan el comportamiento dependiendo de su condición. Éstas son:

1. Señal de alimentación por parte de la red: Esta señal proviene de los 12V regulados por el L7812CV. Se utiliza para indicar que se está cargando la batería.
2. Señal de alimentación por parte de la batería: Se utiliza para indicar que el sistema está encendido desde su botón de encendido general.
3. Señal de nivel de batería mayor a umbral superior: Esta señal surge como resultado de la comparación del nivel de tensión de la batería con el umbral superior de 5,5V impuesto. Es la salida del comparador con histéresis.
4. Señal de nivel de batería mayor a umbral inferior: Esta señal es el resultado de la comparación del nivel de tensión de la batería con el umbral inferior de 5,2V.

El circuito como se mencionó anteriormente permitirá el paso de corriente hacia la etapa del microcontrolador. Se debe tener en cuenta cuatro escenarios posibles, con el fin de comprender el circuito. Estos dependen si hay presencia o no de la red eléctrica, si el botón de encendido del circuito se encuentra activado o no y del nivel que presente la batería.

En el primer caso, si el sistema se encuentra encendido y hay alimentación de la red el circuito permitirá el paso de corriente si el nivel de la batería es mayor a 5,6V (nivel superior de la histéresis). Si el sistema se encuentra encendido, pero la batería no se encontrase conectada por algún motivo, y el sistema se encuentra conectado a la red, el circuito puede funcionar de todas formas. En este punto la corriente llega hacia el microcontrolador ya que el punto donde se mide la tensión de la batería se eleva por encima de 5,6V ya que ahora está conectado directamente a la salida del convertidor *Buck*. La tensión en este punto quedará definida por el punto de ajuste del potenciómetro R_{V1} . En cualquiera de estas dos situaciones, la etapa compuesta por el microcontrolador, módulo *Xbee* y sensores estará alimentada y por lo tanto operativa.

Si el sistema está encendido, pero no hay alimentación por parte de la red, la batería se estará descargando y se suministrará corriente a la etapa siguiente siempre que el nivel de batería esté por encima de 5,5V.

Por último, si el botón de encendido general se encuentra apagado, la Unidad Central no podrá alimentar el resto de los componentes principales de comunicación, gestión de información e interfaz de usuario. Es decir, el sistema se encontrará apagado y no habrá comunicación con los Nodos. Es por ello que como mínimo se debe accionar el botón de encendido para dar lugar al resto de condiciones.

El circuito de la Figura **87** está integrado por tres amplificadores operacionales U7A, U7B y U12A, de los cuales U12A y U7A se utilizan como comparadores con histéresis, mientras que U7B se utiliza como un comparador simple. U7A oficia como el comparador del nivel de tensión de batería con el umbral superior de 5,5V mientras que U7B compara el nivel de batería con el umbral inferior de 5,2 V (ver Figura **86**). El amplificador U12A utiliza la histéresis para generar un retardo en la activación al encender el sistema, condición necesaria para lograr el correcto funcionamiento del sistema.

También se hace uso de tres compuertas lógicas tipo NOR de dos entradas para tomar decisiones entre los diferentes escenarios que se pueden dar de acuerdo a las señales de entradas descritas. Las compuertas son de tecnología NOR, por lo que la salida tendrá un valor

alto únicamente cuando sus dos entradas estén en estado bajo. Para el resto de las combinaciones la salida estará en estado bajo.

Para facilitar el entendimiento del circuito planteado, se muestra en la **Figura 88** cuatro zonas de interés donde puede encontrarse el circuito dependiendo del nivel de tensión de la batería.

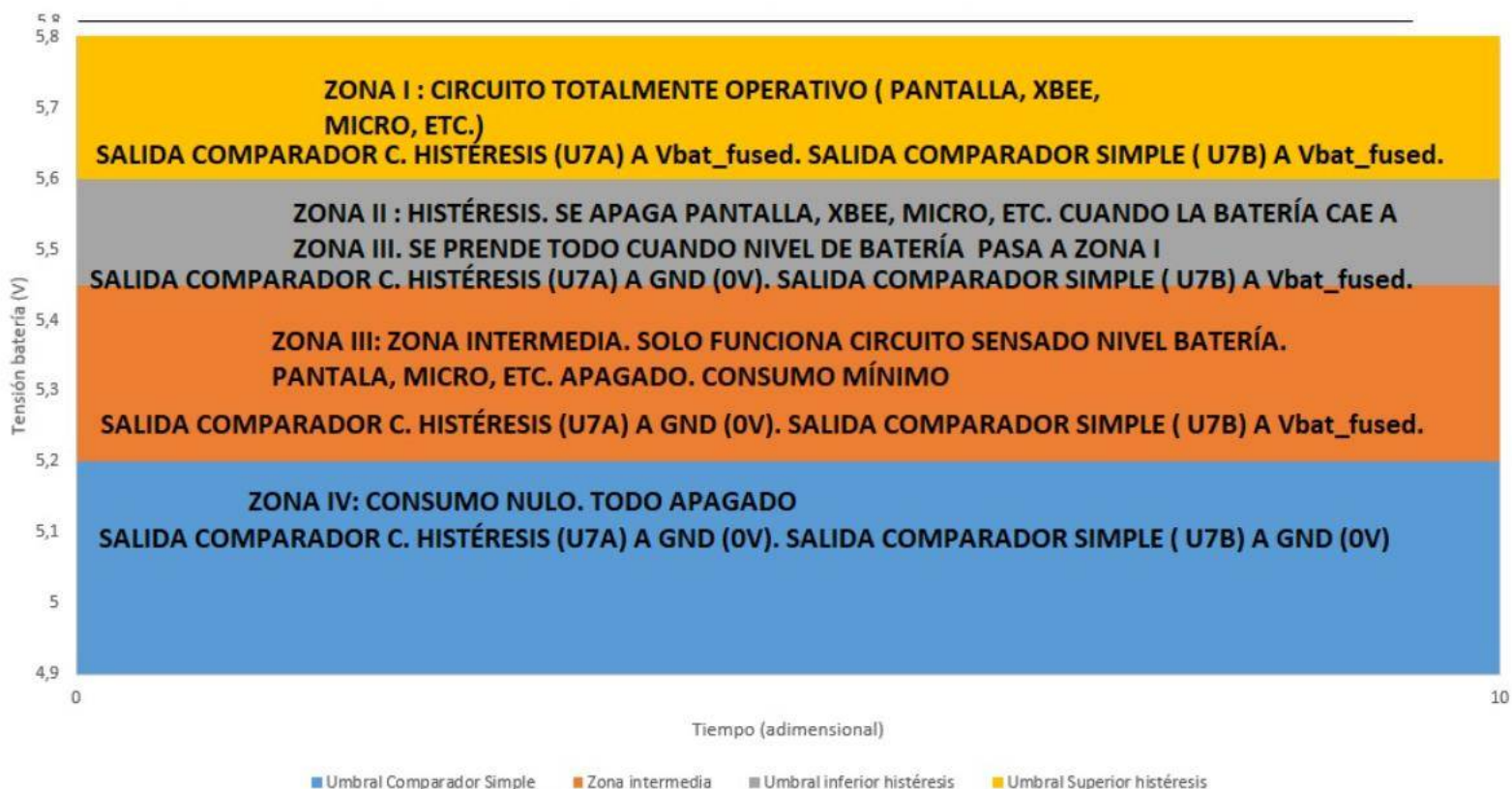


Figura 88: Circuito de control de tensión de batería dividido en cuatro zonas.

La zona I es cuando el circuito se encuentra operativo. En este caso la salida del comparador con histéresis se encuentra en estado alto al igual que el comparador simple. Para que el circuito esté en la zona I la tensión de batería debe superar el umbral de 5,6V.

En la zona II la tensión de batería se encuentra entre 5,6V y 5,45V. Si el nivel pasa de la zona I a la zona II, el circuito permanece operativo hasta que la tensión caiga por debajo de 5,45 V (ingresando a la zona III). Si por otro lado la tensión de la batería viene en incremento debido a una carga y pasando de la zona III a la zona II, el sistema no se encuentra operativo y sus componentes principales permanecen des energizados hasta que llegue a la zona I.

En la zona III se considera una zona intermedia donde solo funciona el circuito de sensado de nivel de batería, mientras que el resto de componentes importantes permanecen apagados. La tensión de batería permanecerá disminuyendo (aunque con un consumo de corriente significativamente menor respecto a su estado de completa operación) hasta caer por debajo de los 5,2V e ingresando en la zona IV. Por otro lado, si la batería comienza a cargarse, el sistema pasará de la zona III a la zona II, aunque los componentes principales permanecen apagados hasta que la batería no supere los 5,6V e ingrese en la zona I.

Finalmente, en la zona IV se apaga el sistema de sensado. En este punto la tensión de batería cayó por debajo de un límite tal que se desconecta completamente del circuito, siendo sometida a la descarga propia generada por las corrientes de fuga que presentan las baterías. El sistema puede volver a funcionar estando en esta zona únicamente si se carga la batería a partir de la energía de la red.

La tensión de batería V_{BAT} alimenta el circuito bajo la etiqueta VBAT_FUSED. La misma es la tensión V_{BAT} , pero protegida por un fusible 500 mA., además de que tiene un *jumper* para fines de pruebas y mantenimiento, y el botón de encendido general nombrado SW_ON_OFF. Como se mencionó anteriormente, este botón permite el apagado del sistema en casos que no sea necesaria su operación, aunque permite cargarse igualmente. La batería puede estar cargándose, pero si no se activa el botón de encendido, la corriente no fluirá hacia la etapa de sensado.

La etiqueta VBAT_FUSED alimenta una buena parte del circuito, pero especialmente alimenta el amplificador U12A y las compuertas U5A, U5B y U5C. Los amplificadores U7A y U7B también son alimentados por esta señal, pero la misma se encuentra interrumpida por el transistor MOSFET Q2 que oficia de llave interruptora.

La compuerta U5B comanda la activación o no del transistor. El transistor Q2 se cierra o activa y permite el paso de corriente siempre que el nivel de tensión de la batería sea mayor a 5,2V (umbral inferior). Cuando Q2 se activa, los comparadores de umbral inferior y superior están funcionando.

La compuerta activa al transistor cuando la tensión de la batería supera el umbral inferior o cuando detecta que el sistema se ha encendido. Existe un caso especial que es cuando el sistema se enciende y no hay alimentación por parte de la red. En ese caso, se necesita una condición inicial para activar el transistor Q2 y que por consiguiente se habilite el funcionamiento de los amplificadores operacionales U7A y U7B, ya que inicialmente se encuentran sin funcionar debido a que Q2 está abierto. Una vez que U7B está operativo, el sistema inmediatamente puede analizar si la tensión de la batería es mayor 5,2V. A partir de este momento, la señal utilizada inicialmente debe extinguirse para poder dejar operando únicamente a la señal de umbral inferior. Si esta señal quedara habilitada inhibiría el funcionamiento de la comparación de umbral inferior. Es por ello que se utiliza un retardo en la señal empleado a través de U12A para extinguir la señal luego de un tiempo determinado.

La compuerta U5C comanda la activación de un transistor MOSFET Q3 que se mencionará en apartados posteriores. Este transistor es el que permite el paso de corriente finalmente a la etapa de sensado de la Unidad Central. La compuerta activa al transistor si el nivel de batería supera los 5,6V o si bien el sistema se encuentra conectado a la red. En cualquiera de los casos el sistema debe estar encendido a través del botón SW_ON_OFF, ya que de no ser así y por más que el sistema se encuentre conectado a la red, la compuerta no estará alimentada y no podrá cumplir su función.

La compuerta NOR U5A analiza si existe señal de alimentación por parte de la red o si se ha activado el botón de encendido general, midiendo la presencia de la señal VBAT_FUSED. La señal del botón de encendido inicialmente es una señal de estado alto, pero luego de un tiempo determinado la misma se hace cero para evitar inhabilitar el funcionamiento del comparador de umbral inferior

La salida 1Y de la NOR U5A (pin 3) será siempre una señal en estado BAJO siempre que al menos una de las señales de entrada esté en estado ALTO. Si ambas se encuentran en estado

BAJO, la salida pasará a estado ALTO. La tensión resultante de 1Y comanda al transistor NPN Q5 utilizado como llave para invertir la señal de tensión del colector respecto a la de la base. Esta señal se usa como señal de entrada 2A (pin 5). La otra entrada de la compuerta 2B (pin 6) es la señal de nivel de batería mayor a 5,2V. La salida 2Y (pin 4) estará en su estado BAJO cuando exista tensión por parte de la batería (2A en estado ALTO) o cuando la tensión de la batería sea mayor a 5,2V. La primera condición, como se comentó previamente, se implementó para el caso cuando se prende el sistema a través del botón SW_ON_OFF se envíe una señal que indique que hay tensión provisoriamente para activar el resto del circuito. Esta señal luego debe llevarse a cero para que no inhiba el accionar de la señal de tensión mayor a 5,2V. De dejarse en estado ALTO, no importa si la señal proveniente de U7B sea ALTO o BAJO, la salida de U5C será siempre BAJO debido a la entrada en ALTO constante de la señal de activación.

El nivel de la salida Y2 se utiliza para comandar un MOSFET canal P (Q2) utilizado como llave. Al ser de canal P, estos se activan con una diferencia de tensión entre el *Gate* y el *Source* V_{GS} negativa. El *Source* de Q2 es V_{BAT} , por lo que al tener una tensión de *Gate* de 0V se polariza Q2, permitiendo la conducción. Entonces la salida de estado BAJO de U5B activa Q2. En el caso donde se utiliza la señal de activación a través del botón SW_ON_OFF, ésta inicialmente hace que Y2 vaya a su estado BAJO. Luego de encender el sistema y pasado un tiempo determinado la salida Y2 mantiene su estado gracias a la señal de nivel de batería mayor a 5,2V.

La tensión V_{BAT} que pasa a través de Q2 alimenta a U7A y U7B, se usa como señal de comparación para ambos comparadores y también alimenta a U6, que es una referencia de tensión de bajo consumo de 2,5V. Estos 2,5V se usan como umbral de comparación tanto para el umbral inferior de 5,2 V (pin 6 llamado IN_2^-) como para la histéresis (pin 2 llamado IN_1^-).

Para ambos comparadores, la referencia de 2,5V se compara con la tensión de batería. Esta última es acondicionada a valores comparables a través de divisores resistivos. La salida del comparador de umbral bajo (OUT2) se utiliza inicialmente como señal de control en el pin 2B del CD4001. La salida del comparador con histéresis (pin 1 de U7) es la señal de comparación con el umbral alto y se utiliza como entrada de control al pin 3A (pin 8) de la compuerta U5C.

La entrada 3A junto con la entrada de alimentación por red 3B de U5C (pin 9) definen la salida 3Y (pin 10), la cual al igual que 2Y comanda un MOSFET canal P (Q3). Este MOSFET es el que le da paso o no de corriente desde la batería.

Para la entrada 2A del U5B se utilizó un transistor NPN (Q5) como llave, para poder obtener un nivel ALTO cuando la salida 1Y está en estado BAJO. Es decir, se usa para invertir la señal 1Y. Para ello se obtiene la señal 2A desde el colector de Q5, de forma que cuando no hay señal en la base, Q5 está cortado y 2A se va a V_{BAT} . La resistencia R_{48} se utiliza para polarizar a Q5 y R_{47} se utiliza para limitar la corriente que pasa al conducir Q5.

Los MOSFET utilizados son el modelo IRF9540. Para polarizar correctamente el MOSFET se incluyeron resistencias entre Gate y Source (R_{16} y R_{30}) de 100 k Ω .

Por su parte, para polarizar la referencia de tensión se utilizó una resistencia R_{17} de 100k Ω . Se utilizó el integrado LM385Z-2,5V, que funciona con corrientes de 20 μ A y 20 mA de acuerdo a la hoja de datos que provee el fabricante. El integrado puede entenderse como un diodo *Zener* en inversa. La resistencia se conecta con el cátodo, y la corriente fluye por la resistencia y desde el cátodo al ánodo del integrado. Para calcular la corriente que circulará por el integrado, se tomó como peor caso de tensión de alimentación 7,2V, que corresponde al máximo valor de tensión que puede alcanzar la batería. Luego el objetivo es poder lograr los 2,5V con el menor consumo de corriente posible. De la Ecuación 12 se obtiene el mayor valor de resistencia posible para R_{17} .

$$R_{17} = \frac{7,2V - 2,5V}{20\mu A} = 235k\Omega$$

Ecuación 12: Máximo valor de resistencia para R_{17}

Se optó por un valor de $100k\Omega$ para no estar cerca del límite de operación del integrado. De acuerdo a la Ecuación 12 esto supone un consumo de $47\mu A$, valor que sigue siendo bajo y despreciable para el resto del circuito.

En paralelo a la referencia de tensión se utilizó un capacitor cerámico C_{13} de $100nF$ con el objetivo de filtrar ruidos y mejorar la estabilidad del integrado.

Como se mencionó previamente, para el comparador con umbral inferior se debió adaptar los valores de tensión de batería a valores comparables con la referencia de $2,5V$. Se calcularon las resistencias para obtener una relación tal que para $5,2V$ de batería se obtuviesen $2,5V$ en el pin 5 del LM358N (IN_2^-). Entonces la relación de resistencias se da por la Ecuación 13.

$$R_{19} = \frac{(V_{BAT} - V_X)}{V_X} R_{18}$$

Ecuación 13: Relación entre R_{19} y R_{18}

Se adoptó $R_{18} = 100k\Omega$. R_{19} resulta de la Ecuación 13 en $108k\Omega$. Se implementó con dos resistencias comerciales de $100k\Omega$ y $8,2k\Omega$. A esta última se la llamó R_{20} . La salida OUT2 (pin 7) se usa para activar un transistor NPN (Q4) implementado con un BC848. El transistor funciona en su zona de corte y saturación al igual que Q5, pero la señal 2B se toma en este caso desde el emisor. Entonces la salida del amplificador OUT1 activa el transistor y lleva a 2B a tensión de batería. Al cortar el transistor la tensión en 2B se va a $0V$.

Para el umbral superior se implementó un comparador con histéresis. La Figura 89 muestra la topología y curva típica de un comparador con histéresis.

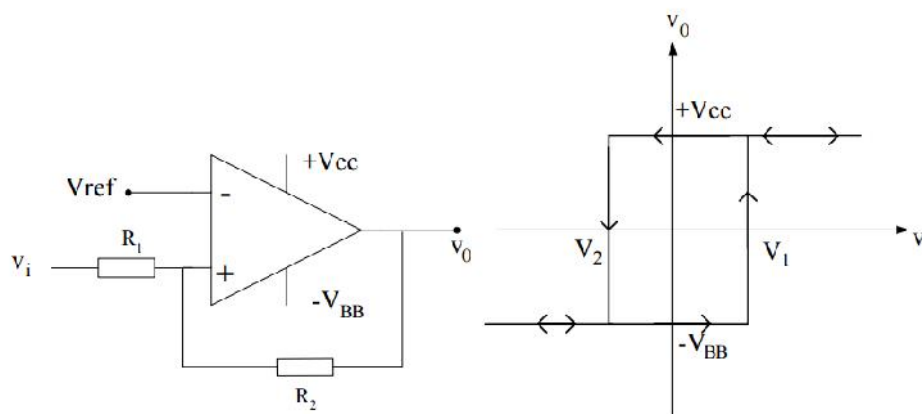


Figura 89: Comparador con histéresis.

De acuerdo a la Figura 89, la tensión V_i ingresa al circuito a través del pin no inversor del amplificador operacional. El circuito genera una ventana de histéresis donde la salida puede saturar desde un extremo a otro. Si inicialmente V_i es menor a V_2 (límite inferior de ventana de histéresis), la tensión V_o (salida del amplificador) es igual a $-V_{BB}$ (alimentación negativa del amplificador operacional). A medida que V_i aumenta la tensión V_o se mantiene igual a $-V_{BB}$ hasta

que $V_i=V_1$ (límite superior de ventana de histéresis). En este punto, V_o conmuta a $+V_{cc}$ (alimentación positiva del operacional). Si pasado este punto la tensión V_i decrece por debajo de V_1 , la tensión V_o se mantiene igual a $+V_{cc}$. Esta situación se mantiene hasta que V_i decrece por debajo de V_2 , en este punto $V_o=-V_{BB}$. Se observa entonces que el comparador con histéresis retiene la salida del circuito hasta que la entrada supere umbrales de tensión definidos y configurables.

La tensión de referencia del comparador que ingresa en el terminal inversor es el valor medio de la ventana de histéresis. Ajustando este valor se puede desplazar la ventana de forma de cumplir con las necesidades de la aplicación.

Existe una topología de comparador con histéresis que permite invertir la curva de la Figura **89**, haciendo que la entrada se conecte al terminal inversor del amplificador operacional. A continuación, sin embargo, se empleará el circuito de la Figura **89** para obtener la curva antes analizada.

Las Ecuaciones **14**, **15** y **16** listadas a continuación modelan el funcionamiento del comparador con histéresis. Tener en cuenta las referencias a las resistencias de la Figura **15** para relacionar con las ecuaciones.

$$V_1 = V_{ref} \left(\frac{R_{26} + RV_3}{RV_3} \right) + V_{BB} \frac{R_{26}}{RV_3}$$

Ecuación **14**: Definición de límite superior de histéresis V_1

$$V_2 = V_{ref} \left(\frac{R_{26} + RV_3}{RV_3} \right) - V_{CC} \frac{R_{26}}{RV_3}$$

Ecuación **15**: Definición de límite inferior de histéresis V_2

$$V_1 - V_2 = H = (V_{CC} + V_{BB}) \frac{R_{26}}{RV_3}$$

Ecuación **16**: Definición de ancho de histéresis H

De las Ecuaciones **14** y **15** surge restando una respecto a otra la Ecuación **16**, que define el ancho de la ventana de histéresis H . De esta última ecuación se define que $R_{26} < RV_3$, ya que valores mayores a RV_3 harían que H sea mayor a la alimentación del comparador.

El circuito de comparador con histéresis permite trabajar con una excursión simétrica ($|V_{CC}| \neq |V_{BB}|$) según se observa en la Figura **89**, aunque haciendo $V_{BB} = 0$, se evita este efecto.

El amplificador operacional es alimentado por tensión de batería, por lo que $V_{CC} = V_{BAT}$ y $V_{BB} = 0V$. Es decir que la Ecuación **15** está sujeta a las variaciones de tensión en la batería, por lo que el límite inferior V_2 también variará. A la hora de elegir los valores de límite superior e inferior de la histéresis se debe tener en cuenta que las variaciones de V_2 hará que la histéresis corte por encima o por debajo del valor definido originalmente, por lo que se debe analizar si estas modificaciones influyen al funcionamiento del circuito.

El amplificador, al igual que el resto del circuito, es alimentado por la batería. Para evitar el efecto de la variación de V_2 se podría haber alimentado todo el circuito con una tensión constante (proveniente de un regulador, por ejemplo). Sin embargo, esta opción significaba un mayor consumo de corriente de batería, incluso en la etapa donde se corta el suministro hacia el

microcontrolador. En este circuito se priorizó minimizar el consumo de corriente para prolongar el tiempo de operación de la batería.

Para la tensión de referencia que ingresa en el pin negativo del amplificador se utilizaron los 2,5V generados por la referencia de tensión. Al pin positivo del amplificador le debe llegar entonces el nivel de tensión de batería adaptado a niveles comparables a 2,5V. Para esto se utilizó un divisor resistivo conformado por R_{23} , R_{24} y R_{25} . R_{23} y R_{25} son resistencias de 10k Ω de valor, mientras que R_{24} es de 2,2 k Ω . Esto genera una relación de 2,2 veces entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Se debe elegir la relación a modo de que los valores límite de la histéresis incluyan a la referencia de tensión. Estableciendo como valores límites absolutos de nivel de batería 7,2V (máxima tensión de carga especificada por el fabricante) y 5,3V (mínima tensión de operación obtenida de la curva de descarga de la batería), se obtienen a la salida del divisor resistivo tensiones de 3,24V y 2,39V. La referencia de tensión de 2,5V se encuentra dentro de estos rangos de tensión.

Por otro lado, se estableció como límite inferior de la histéresis un valor 5,5V. Esto genera a la salida del divisor resistivo un valor de 2,476V.

Reemplazando estos valores en la Ecuación 15 se obtiene que la relación entre R_{26} y R_{V3} a continuación:

$$R_{V3} = 125R_{26}$$

Para la elección de valores de R_{26} y R_{V3} se adoptó el criterio de que deben ser por lo menos 10 veces más grandes que los valores del divisor resistivo conformado por R_{23} , R_{24} y R_{25} , de forma que no afecten al divisor agregando más impedancia. Es por ello que se adoptó para R_{26} un valor de 100 k Ω , mientras que para R_{V3} se debe lograr 12,5 M Ω .

Reemplazando los valores de resistencias en la Ecuación 14 se obtiene un valor $V_1 = 2,52V$ que corresponden a $V_{1BAT} = 5,6V$.

Por lo que la zona de histéresis queda definida para una tensión de batería entre 5,5 y 5,6V.

Entonces cuando la batería esté inicialmente por encima de 5,6V y empieza a descargarse, al cruzar el punto de los 5,5V la salida del amplificador se irá a 0V. Al cargar la batería y estando inicialmente por debajo de 5,5V, al cruzar los 5,6V la salida del amplificador se irá a V_{CC} .

La salida del amplificador operacional ingresa al CD4001 como una de las entradas de la compuerta NOR (pin 3A). La otra entrada es la presencia de tensión de red. Si no hay tensión de red y la salida del amplificador con histéresis es 0V (que significa que la batería está por debajo de 5,5V) entonces la salida de la compuerta será V_{CC} . Esta tensión se utiliza como Gate de un MOSFET canal P Q3. Este MOSFET se encarga de permitir el paso de corriente hacia el microcontrolador, Xbee y sensores. El *Source* del MOSFET está a V_{CC} constantemente. Si el *Gate* está a V_{CC} el MOSFET no conduce y la etapa de sensado y transmisión se apaga. Caso contrario, si el *Gate* está a 0V el MOSFET conduce permitiendo la normal operación de la Unidad Central.

Para el diseño de la señal de activación del botón de encendido se hace uso de una referencia de tensión de 2,5V (U13) y un amplificador operacional (U12A) configurado como comparador de histéresis. Los componentes de esta etapa son alimentados con la señal proveniente de la etiqueta VBAT_FUSED. La batería inicialmente carga el capacitor C_{18} a través de las resistencias R_9 y R_{10} . Las resistencias R_{11} y R_{19} se diseñan para no influir en la carga y

descarga del capacitor. Cuando la carga supera el nivel alto de la histéresis dada por R_{11} y R_{19} la salida del amplificador se va a V_{BAT_FUSED} . La misma comanda a un transistor NPN Q6. De este último se utiliza la tensión en el colector para invertirla respecto a la entrada. Entonces cuando la salida del amplificador se va a tensión de batería, la tensión en el colector se hace cero. La resistencia R_{61} de $10\text{ k}\Omega$ se usa como *Pull-up* entre el punto de medición y la tensión de colector, además de limitar la corriente por colector una vez que el Q6 satura. La resistencia R_{26} de $1\text{ k}\Omega$ se usa para limitar la corriente de base de Q6. La tensión en el colector de Q6 es una de las entradas de la compuerta U5A. La otra entrada es la señal acondicionada de 12 V que indica que hay tensión de red.

Las resistencias R_{11} y R_{19} se definieron utilizando las Ecuaciones **14**, **15** y **16** presentadas anteriormente. En este caso importa el umbral superior de la histéresis, que es el punto donde la salida conmutará de estado. El capacitor debe definirse para que su carga sea tal que permita un tiempo suficiente para accionar el circuito que involucra al amplificador U7B. No hay condiciones sobre la descarga del mismo, sólo interesa que el circuito permita la descarga al apagar el sistema. La resistencia R_{10} de $10\text{ k}\Omega$ cumple esta función.

El retardo de esta señal en sí no está definido, sino que debe ser un valor prudencial para permitir la respuesta del circuito de U7B. Inicialmente se buscó un tiempo de 100 ms . Para lograrlo primero se definió el valor del capacitor C_{18} en $1\text{ }\mu\text{F}$. Luego se calculó el límite superior de la histéresis utilizando la Ecuación **14** teniendo en cuenta que R_{11} es $200\text{ k}\Omega$, R_{19} es $400\text{ k}\Omega$ y la referencia de tensión V_{ref} es $2,5\text{ V}$. Esto da un límite superior $V_1 = 3,75\text{ V}$.

El siguiente paso es obtener la curva de carga de C_{18} . La carga depende de las resistencias R_9 y R_{10} . Las resistencias R_{11} y R_{19} se desprecian ya que sus valores son mucho mayores que los valores de R_9 y R_{10} , por lo que la corriente que fluye por ellos es mínima. Luego la curva queda determinada por la Ecuación **17**.

$$V_{C18} = \frac{V_{BAT}R_{10}}{(R_9 + R_{10})} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_9/R_{10}C}}\right)$$

Ecuación 17: Curva de carga de capacitor de retardo C_{18} .

Entonces reemplazando el valor de umbral superior de histéresis $V_1 = 3,75\text{ V}$ en la Ecuación **17** se obtiene el tiempo donde el capacitor alcanzará dicha tensión y la salida del amplificador operacional conmutará. Esta conmutación hace que la entrada 1A de la compuerta U5A pase a 0 V , por lo que para el caso donde no hay tensión de red conectada al prender la Unidad Central (que es el caso de interés) la entrada 3A de la compuerta U5C pasará a tener un valor de 0 V , no interfiriendo con la funcionalidad de U7B. Este tiempo resulta de $1,0572\text{ ms}$ para una tensión de batería V_{BAT} de 6 V . Sin embargo, este valor no fue lo suficientemente grande para poder activar el circuito de U7B, por lo que se decidió aumentar el valor de C_{18} a $100\text{ }\mu\text{F}$. El retardo ahora fue de $105,72\text{ ms}$, tiempo suficiente para poder cumplir con lo requerido. En la Figura **90** se observa la simulación del circuito de retardo, desde el accionamiento del botón hasta la entrada de compuerta U5A. La misma se realizó en el *software* TINA TI, que es el entorno de simulación de circuitos electrónicos de *Texas Instruments*. El circuito se simuló para una tensión de batería de 6 V , usando el integrado LM358 para el amplificador operacional U12A y un transistor NPN BC848 para el transistor Q6. Para la simulación se utilizó una señal de entrada tipo escalón (azul). El salto de escalón azul es la señal de batería. La curva verde es la tensión de capacitor. La curva roja es la salida del amplificador operacional U7B. La curva roja es la tensión de colector del transistor Q6.

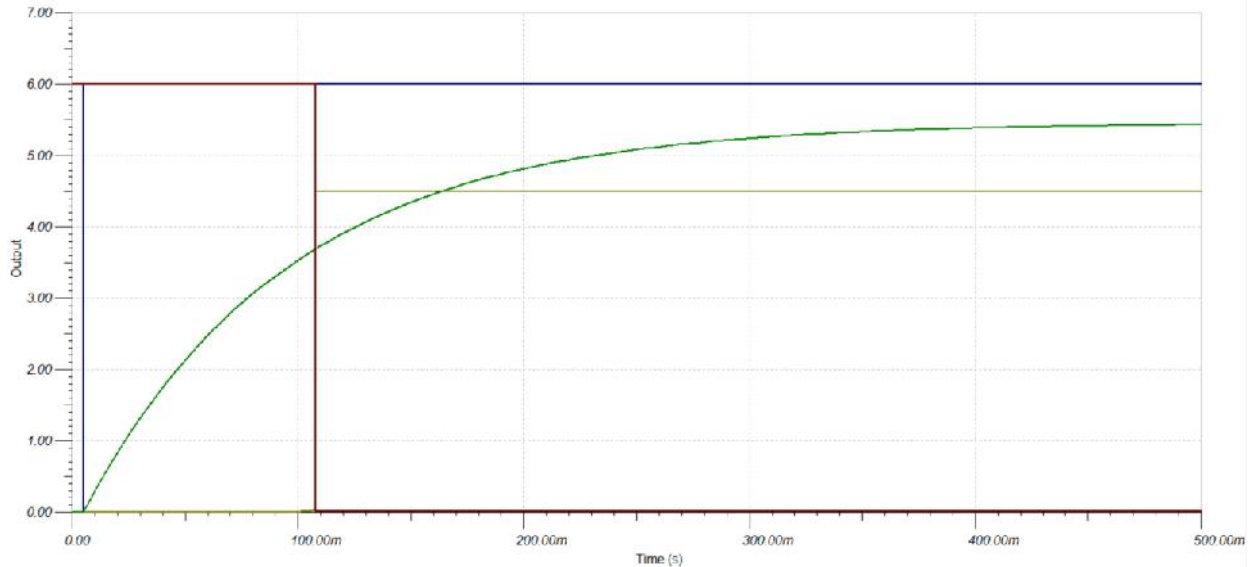


Figura 90: Simulación de circuito de retardo de activación de Unidad Central.

Notar de la Figura que el tiempo donde la tensión del colector conmuta a 0V (curva roja) es de aproximadamente 110 ms. Este valor se corresponde con el obtenido de la Ecuación 17.

6. Regulador LDO 5V.

Este bloque se encarga de convertir la tensión de batería variable a un valor fijo de 5V. Esta tensión se utiliza para alimentar únicamente al microcontrolador de la Unidad Central. Es importante que esta tensión sea estable dentro de rangos tolerables para asegurar la estabilidad y seguridad eléctrica del resto del circuito.

Al igual que en el caso del prototipo II del luxómetro, se debe tener en cuenta que el regulador lineal a elegir debe ser de bajo *drop-out* o LDO.

Para la elección del tipo de regulador es vital tener en cuenta un factor llamado "*drop-out*" del regulador. Este valor es la mínima diferencia entre tensión de entrada y salida en el cual el regulador es capaz de regular la tensión de salida. Es decir, especifica el valor mínimo de tensión de entrada para la cual la salida se mantiene estable en el valor esperado. En estado de "*drop-out*", el regulador no puede mantener la tensión de salida, así como otros parámetros. Si se tiene en cuenta que se utiliza una batería de 6V y que, de acuerdo al ensayo de descarga de batería, permite operar normalmente hasta una tensión de 5,2V, entonces un regulador LDO mejoraría el tiempo de operación de la Unidad Central sin alimentación de red. Si se usa un regulador con un *drop-out* de 1V, se pierde gran parte del rango de operación de la batería, lo que generaría mayor necesidad de que el sistema se mantenga conectado a la red para operar y a la vez cargar la batería para que alcance valores superiores a 6V y pueda alimentar de forma correcta el regulador.

Entonces, se utilizó el regulador MCP1702 en su versión de salida de 5V. El mismo fue presentado en la sección [2.3.5 “Diseño de hardware prototipo II”](#) para el luxómetro. La Figura 91 muestra entonces la implementación del regulador MCP1702 en el circuito. Tanto a la entrada como a la salida se utilizaron capacitores electrolíticos de 1 μ F para lograr su funcionamiento. El circuito se encuentra recuadrado en rojo en la Figura.

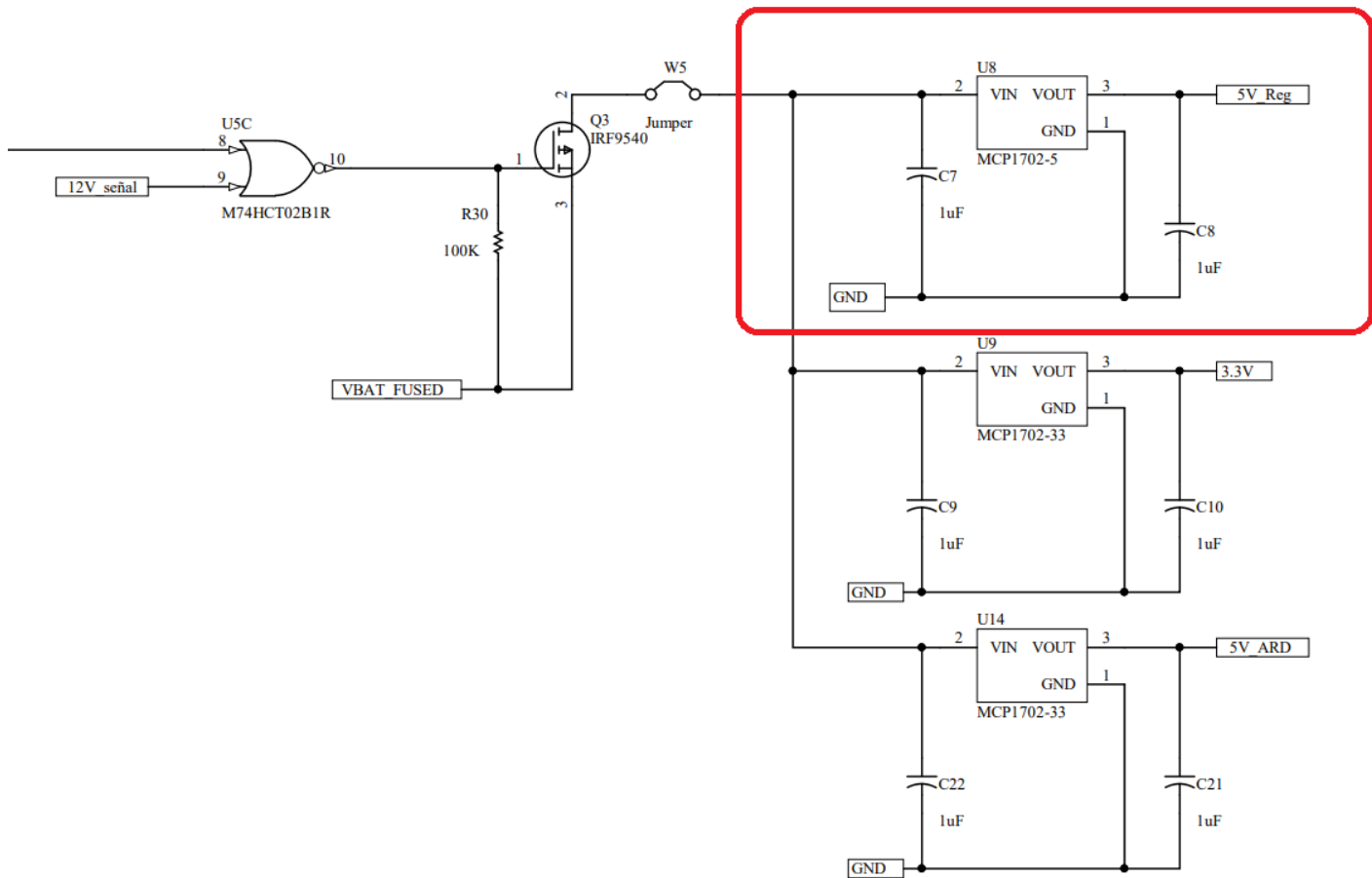


Figura 91: Conexión del regulador LDO MCP1702-5V U6 para Unidad Central.

La entrada V_{IN} (pin 2) del MCP1702-5 (referenciado en el esquemático como U8) es el *Drain* del MOSFET comando por el pin 3Y del CD4001. Cuando el MOSFET se pone en saturación es porque la tensión de batería es apta para la operación de sensado y transmisión. Cuando el MOSFET conduce, la tensión de batería pasa a través del transistor y alimenta al regulador LDO. A la salida se obtienen 5V regulados para alimentar al microcontrolador.

Es importante notar en la Figura el MOSFET canal P Q3. Este MOSFET se mencionó previamente en la sección del circuito de gestión de batería. Este MOSFET se utiliza como llave al igual que Q2, permitiendo el paso de tensión a los reguladores LDO. El *Gate* de este MOSFET es controlado por la salida 3Y de la compuerta U5C. Esta salida conmuta a su estado BAJO cuando la tensión de la batería es mayor a 5,6V. En este estado, el MOSFET se cierra y permite el paso de la corriente de batería proveniente de VBAT_FUSED a los reguladores.

7. Regulador LDO 3,3V.

Así como se obtienen 5V para el microcontrolador, se deben obtener 3,3V para que funcione el módulo *Xbee*. También es importante que los 3,3V que lo alimenten estén regulados y se mantengan estables dentro de ese valor ya que el rango de operación del módulo *Xbee* es acotado. Puntualmente la máxima tensión de trabajo es 3,4V por lo que se debe tener especial cuidado a la hora de alimentarlos.

Es por ello que se utilizó otro regulador lineal para obtener 3,3V. Al igual que para el caso de 5V, se utilizó el MCP1702 en su versión de 3,3V. La implementación es la misma que para el caso de 5V y se observa en la Figura 92 (recuadrada en rojo).

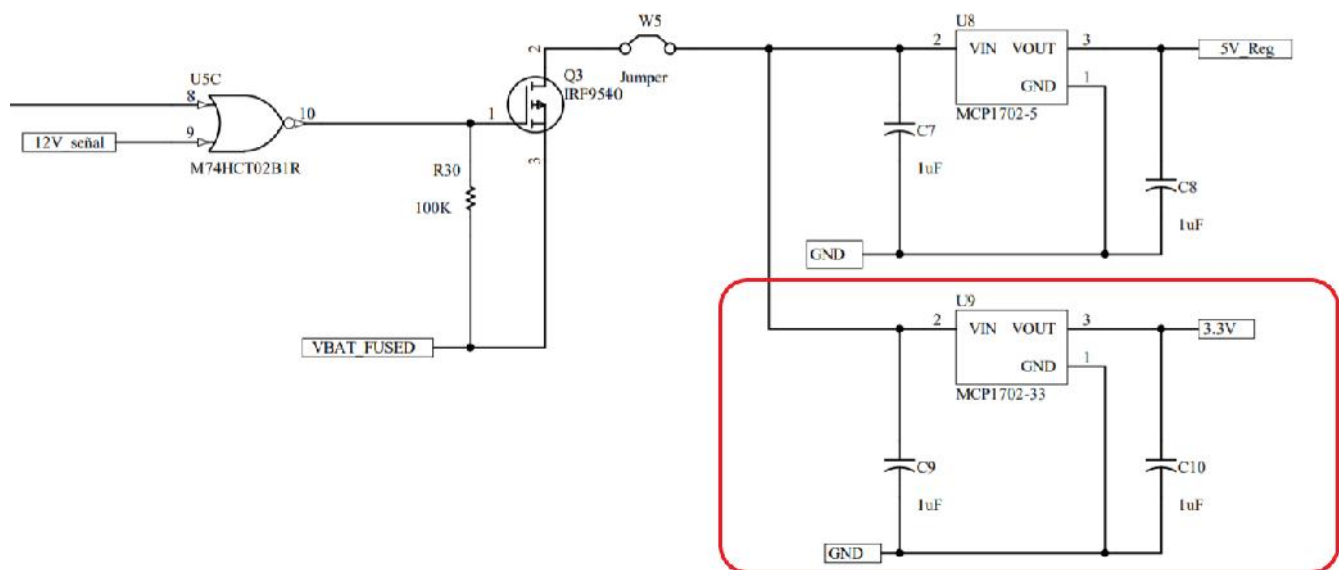


Figura 92: Conexión de regulador LDO MCP1702-3.3V

La entrada V_{IN} es manejada por la misma señal que maneja la entrada del MCP1702 de 5V. La salida de 3,3V se usa exclusivamente para alimentar el módulo *Xbee*.

8. Regulador LDO 5V.

Este regulador de 5V es exactamente el mismo que el descrito en el punto 6. Su función sin embargo es de alimentar la placa Arduino Mega, la pantalla táctil, la memoria EEPROM, el módulo SD y el reloj RTC. En la Figura 93 se muestra el conexionado sobresaltado en rojo.

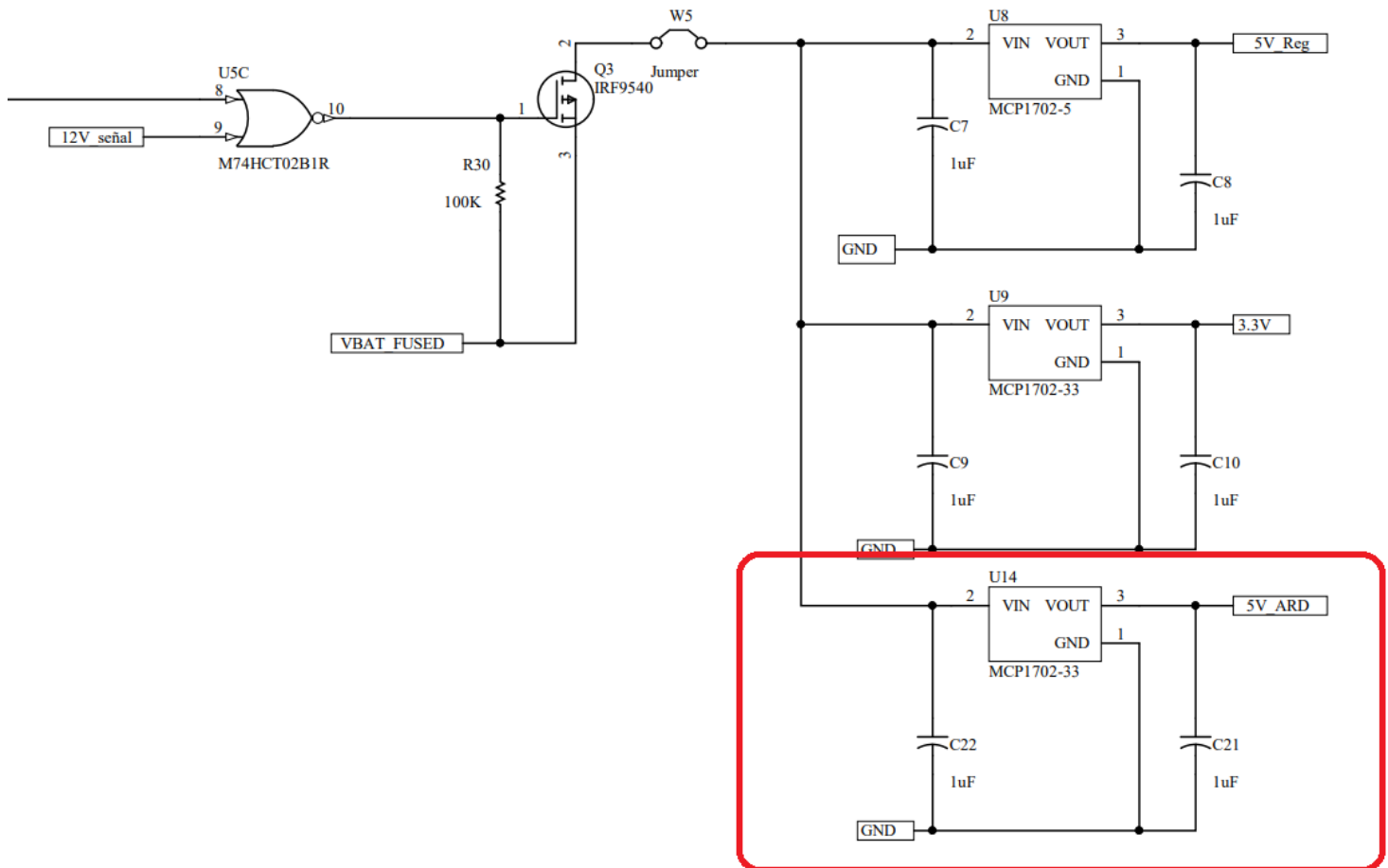


Figura 93: Conexionado del regulador LDO MCP1702-5V U14 para Unidad Central.

2.4.1.2 Comunicación e interfaz con usuario

En esta etapa se encuentran los componentes encargados de gestionar la comunicación con los Nodos, así como también de la interfaz con el usuario (presentación de datos, almacenamiento y extracción de los mismos, etc.).

Esta etapa tiene como protagonista al microcontrolador ATMega328p (el mismo utilizado para los Nodos). Este componente oficia como intermediario entre el módulo *Xbee* de la Unidad Central y la placa Arduino Mega 2560 que controla la pantalla de interfaz de usuario. El Atmega328p origina las peticiones de datos a ser transmitidas por el módulo *Xbee* hacia cada Nodo. Luego recibe la información que proviene desde el módulo, la procesa y la envía a la placa Arduino Mega, que se encarga finalmente de enviarle la información a la pantalla para la

visualización del usuario. Estos datos también son almacenados en la memoria EEPROM desde la placa Arduino.

El sistema tiene un módulo para conexión SD para extraer la información recolectada y almacenada en la memoria. La placa Arduino Mega gestiona la comunicación con la tarjeta SD.

Finalmente, el sistema está dotado de un módulo RTC (*Real Time Clock* por sus siglas en inglés) que se comunica con la placa Arduino Mega para enviarle el valor fecha y hora en todo momento.

La interconexión de la etapa de comunicación con la etapa de alimentación se puede observar en la Figura 91 en la sección anterior. Los primeros componentes que forman parte de la etapa de comunicación e interfaz con usuario son los reguladores LDO,

La salida 3Y del comparador con histéresis permite el paso de tensión de batería a esta etapa a través del MOSFET Q3. En este caso y como se mencionó anteriormente se tienen tres reguladores LDO identificados como U8, U9 y U14. U8 y U14 son reguladores de 5V y 3,3V respectivamente (igual que en el caso del Nodo). U14 es el tercer regulador que se agrega para la Unidad Central, también de 5V.

De esta forma, U8 alimenta al microcontrolador ATmega328p, U14 a la placa Arduino Mega, la pantalla de interfaz, la memoria EEPROM, el módulo SD y el módulo RTC, y U9 alimenta el módulo Xbee. La salida de 5V de U8 se identifica como 5V_Reg, mientras que la salida de 5V de U14 como 5V_ARD. Por su parte la salida de U9 se identifica como 3,3V.

Cada regulador tiene en su entrada y su salida capacitores a GND para su correcto funcionamiento, como se mencionó en secciones anteriores.

En la Figura 94 se muestra las conexiones relacionadas con el microcontrolador para la Unidad Central.

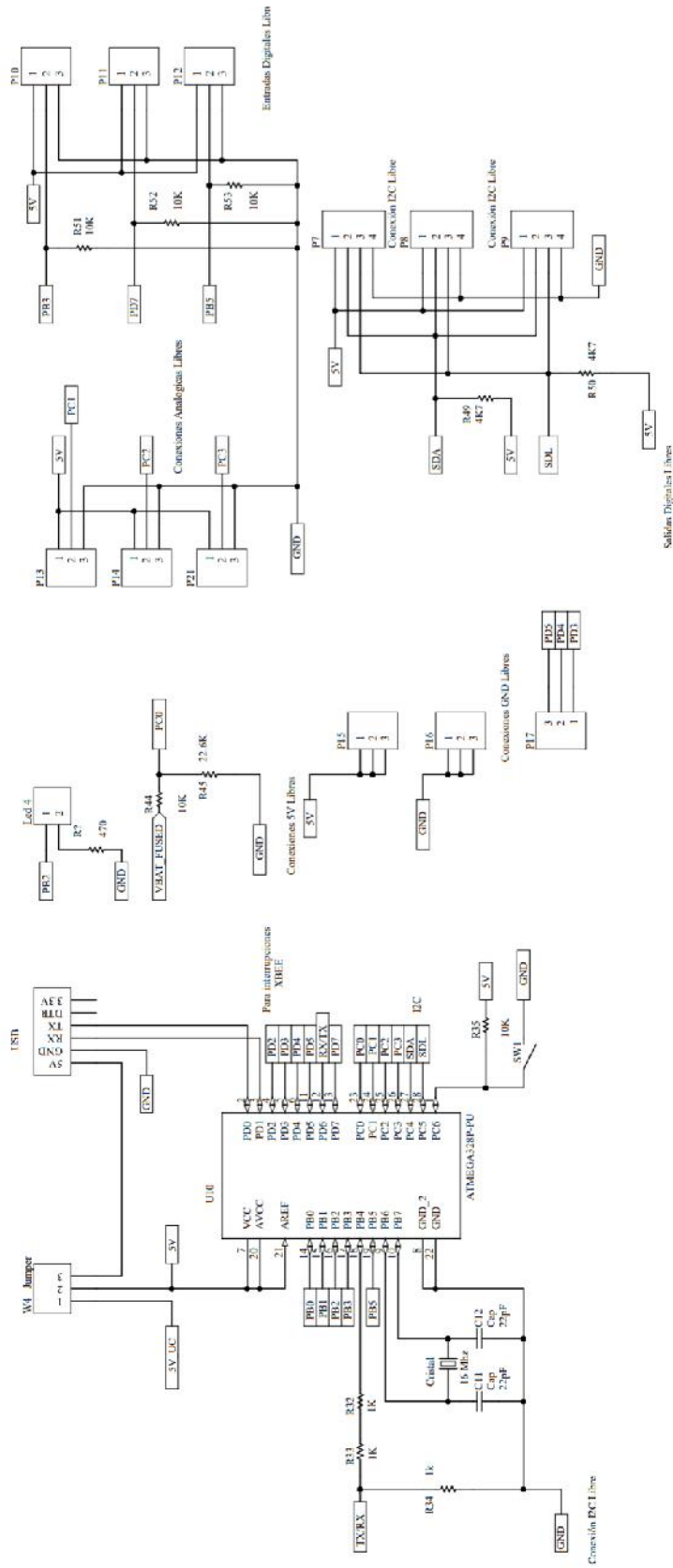


Figura 94: Conexión de microcontrolador para Unidad Central.

El conexionado del microcontrolador se realiza de acuerdo al *pinout* presentado en la Figura 25. El conexionado básico es el mismo que el utilizado en la sección [2.3.5 Diseño de hardware prototipo II](#), por lo que en esta sección no se mencionará.

Existen muchas similitudes respecto a las conexiones del Nodo, las cuales se verán posteriormente. El *jumper* W4 permite la alimentación de los 5V regulados de U8 o los 5V generados por el conversor USB-TTL en el caso de que se conecte para fines de programación de *software*, mantenimiento y pruebas. Los pines 2 y 3 del microcontrolador (PD0 y PD1) se utilizan para comunicar el microcontrolador con el conversor USB-TTL. El pin 1 PC6 se utiliza para reiniciar el código interno del microcontrolador, y también para descargar nuevos códigos al mismo.

La conexión entre el microcontrolador y el módulo Xbee Se realiza por medio de una comunicación serie, igual que la comunicación que se describió cuando se presentó el conversor USB a TTL. Se deben tener en cuenta dos aspectos importantes para establecer la comunicación de forma correcta. El primero de ellos es que el microcontrolador genera un tren de *bits* cuyos valores de tensión son 0 y 5V, de acuerdo a su lógica de compuertas. El módulo Xbee por su parte hace lo mismo pero los niveles de tensión que maneja son 0 y 3,3V. Si bien esto no supone un problema a la hora de enviar información desde el módulo Xbee hacia al microcontrolador, si se debe tener cuidado en el caso contrario, ya que al Xbee le llegará información con niveles de tensión mayores a los que soporta el integrado. Es por esto que se debe reducir el nivel de tensión de la línea que envía datos al Xbee a fin de resguardar el módulo. Vale aclarar que en el caso donde es el microcontrolador quien recibe información, los 3,3V no suponen un riesgo eléctrico porque éste se alimenta con 5V, y también puede recibir correctamente señales de esta magnitud ya que la tecnología TTL asocia un 1 lógico a valores de tensión de 2,4 a 5V.

La segunda consideración a tener en cuenta es que el microcontrolador sólo dispone de un puerto UART físico. Éste mismo está dedicado para fines de comunicación con algún ordenador. Afortunadamente existen librerías que permiten abrir puertos serie virtuales a través de la utilización de pines digitales como líneas de comunicación. Existen distintas librerías y cada una tiene sus ventajas y desventajas. Para la comunicación con el Xbee se utilizó la librería *NeoswSerial* que permite trabajar a distintas velocidades de transmisión (*baud-rates*) y es de las más utilizadas para este microcontrolador. La comunicación se implementó en los pines digitales 6 y 12 del Atmega328p, es decir, los pines PD6 y PB4. El pin PD6 se utiliza como línea de recepción mientras que el pin PB4 se utiliza como línea de transmisión.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, la conexión queda determinada de acuerdo a la Figura 94. La etiqueta RX/TX del pin digital 6 hace referencia al pin recepción por parte del microcontrolador. Como no hay restricciones en el caso de envío de datos hacia el microcontrolador, este pin se conecta directamente al pin 2 del Xbee (DOUT). Por otro lado, desde el pin digital 12 del microcontrolador que es el pin de transmisión se implementó un divisor resistivo para adaptar la señal de salida de 5V a niveles de 3,3V aptos para el Xbee. La salida del divisor resistivo etiquetada como TX/RX se conecta al pin 3 del Xbee (DIN). El divisor resistivo se calculó para obtener entonces 3,3V provenientes de 5V, por lo que la relación entre entrada y salida es de 0,66 veces. El divisor se implementó con las resistencias referenciadas como R_{33} y R_{34} . La relación queda entonces de $R_{34} = 1,94 R_{33}$. Adoptando $R_{33} = 1k\Omega$ se obtiene que $R_{34} = 1,94 k\Omega$.

Al igual que con el Xbee, la comunicación entre microcontrolador y placa Arduino Mega es una comunicación serie de dos líneas. Para este caso se tiene nuevamente la problemática de que se necesita un nuevo puerto UART para poder realizar la comunicación. En este caso entonces se utiliza una segunda librería para lograr esto. La librería utilizada en este caso se

llama *AltSoftSerial*. Esta librería es de amplio uso y tiene muy buenas referencias en cuanto a su funcionamiento. La desventaja es que sólo se puede implementar en los pines 14 (PB0) y 15 (PB1) del microcontrolador, por lo que se debe reservar estos dos pines para la comunicación con la placa Arduino Mega.

Para esta comunicación no es necesario realizar adaptaciones de tensión como era el caso del *Xbee*. Esto se debe principalmente a que tanto el microcontrolador como la placa Arduino Nano funcionan con la misma lógica TTL 5V, por lo que basta simplemente con conectar el pin de transmisión de un extremo con el pin de recepción del otro y viceversa.

Los pines restantes del microcontrolador son utilizados mayoritariamente como pines de entradas y salidas digitales, analógicas, de protocolo I2C y de interrupción. También se prevén conexiones libres de 5V y de GND. Los pines 24, 25 y 26 (PC1, PC2 y PC3) se dejan como entradas analógicas libres. Los pines 13, 17 y 19 (PD7, PB3 y PB5) se utilizan como entradas digitales libres. Las salidas digitales libres corresponden a los pines 5, 6 y 11 (PD3, PD4 y PD5). Las conexiones de I2C se conectan a los pines designados del microcontrolador para dicha comunicación, que son los pines 27 y 28 (PC4 y PC5). El pin (PD2) está conectado al *Xbee* en el caso de este último quiera enviar señales digitales al microcontrolador o viceversa. En este caso también se censa el nivel de batería a través de un divisor resistivo, y su valor es enviado al pin 23 (PC0). El pin 16 (PB2) comanda al LED 4 para indicar el funcionamiento de la etapa de comunicación de la Unidad Central.

Hasta ahora se mencionó la conexión del microcontrolador. A continuación, se hablará del conexionado del módulo *Xbee*. Anteriormente se presentó el *pinout* del módulo en la Sección [2.1.1 Comunicación inalámbrica](#). En la Figura 95 se muestran las conexiones relacionadas al *Xbee* para la Unidad Central.

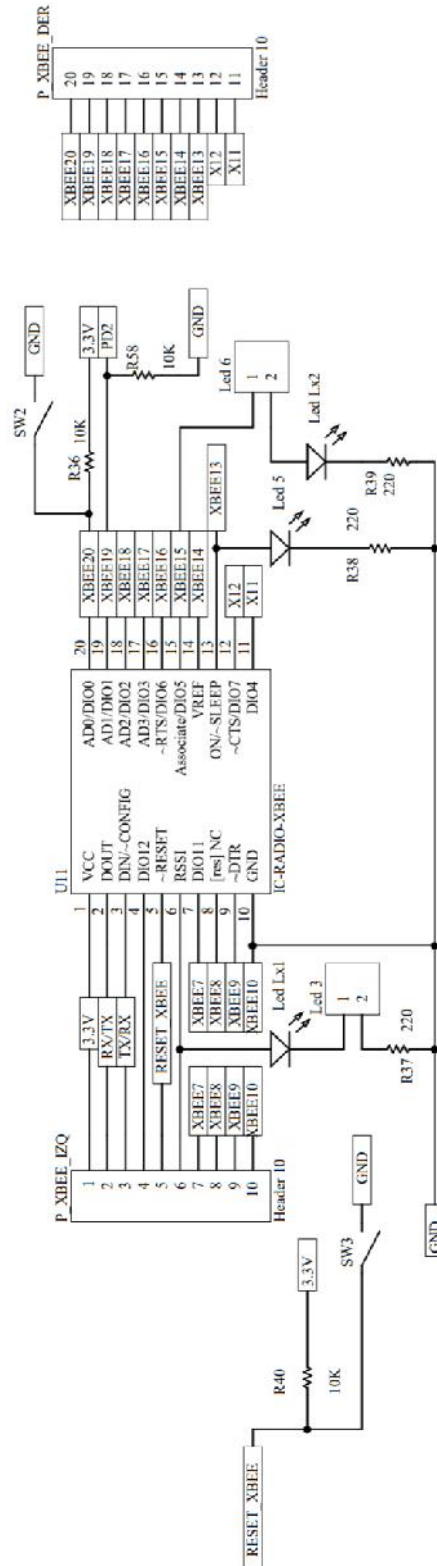


Figura 95: Conexiones de Xbee para la Unidad Central.

El módulo U11 tiene conectado una tira de postes para los pines 1 a 10 y una tira de postes en los pines 11 a 20. Esto es para darle al módulo la opción de poder ser retirado de la placa sin necesidad de desoldar pistas y pines. Esto es importante para cuando se requiere grabar los parámetros de configuración de cada módulo, que debe hacerse con un conversor especial en una placa separada. La conexión entre Xbee y el resto de los componentes se canaliza a través de los pines de la tira de postes.

Como se comentó en apartados anteriores, el módulo Xbee funciona con un acotado rango de tensiones, incluida la tensión de 3,3V estándar que muchos reguladores comerciales manejan hoy en día. La tensión debe ser regulada por un dispositivo como los que se utiliza a fin de garantizar estabilidad de la alimentación. El pin de alimentación corresponde al pin 1 del módulo Xbee. La etiqueta 3,3V relaciona la entrada de tensión al módulo con la salida del regulador. La tierra por su parte se conecta al pin 10.

Los pines 2 y 3 corresponden a las líneas de transmisión Tx y recepción Rx respectivamente del módulo. La UART interna del microcontrolador del módulo Xbee sigue los mismos principios de comunicación que la del Atmega328p. En principio entonces no existen mayores dificultades para lograr la comunicación. Se debe tener en cuenta no obstante el ajuste de tensiones desde el Atmega328p hacia el Xbee. Las etiquetas Rx/Tx y Tx/Rx ya se mencionaron anteriormente y conectan los pines correspondientes del Xbee con los del microcontrolador.

El pin 5 cumple la función de resetear el código de operación interno del módulo. Su función y su implementación eléctrica es similar a la del microcontrolador. Este pin es activo BAJO por lo que necesita de una señal a GND para iniciar la acción de reseteo. Para su activación se implementó el botón SW₃, el cual lleva a GND al pin 5 cuando es presionado. La resistencia R₄₀ de 10 kΩ mantiene el pin en estado ALTO, al estar conectada entre el pin 5 y 3,3V.

El pin 6 es un pin analógico de salida que indica un valor aproximado de la potencia de señal recibida por la antena del módulo. (o RSSI por *Received Signal Strength Indicator*). Medir este parámetro es una forma de determinar la calidad del enlace de comunicación. Al acortarse las distancias entre emisor y receptor, el RSSI aumenta. Este valor es medido en dBm. Un valor negativo y cada vez más grande en unidades de dBm indica una señal más débil.

El valor de RSSI puede enviarse por puerto serie como un dato más, o bien puede representarse a través de un pulso PWM desde el pin 6. En este caso, el pulso de salida se ajusta conforme la potencia de la señal cambia. La frecuencia de la señal es de 12 MHz.

La aplicación más usual que se le da a este pin es conectarle a un LED, el cual brillará cada vez que se reciba un paquete de información. La potencia de brillo del LED también da una indicación de cuán buena es la señal recibida. Como se puede notar, no se quiere hacer un indicador preciso de la potencia real recibida. Para estos casos se puede configurar el módulo para que envíe por puerto serie el valor codificado de la potencia medida en dBm. El objetivo del LED es dotar al sistema de un indicador visual de que se está recibiendo información, y cualitativamente saber si es necesario acercarse al Nodo a la Unidad Central o no en base al brillo del LED.

El LED L₈ de la Figura se conecta al pin 6 junto con una resistencia R₃₇ de 220 Ω para su implementación.

El pin 13 se llama *ON*/y es una salida digital del módulo que indica si el mismo se encuentra despierto o durmiendo. El pin se pone en estado BAJO para indicar que el dispositivo entró en modo. Al igual que el pin 6, a este pin se le suele conectar un LED para indicar el estado en el que se encuentra. El LED D_9 en conjunto con R_{38} de 220Ω complementan la función de este pin. Entonces cuando el LED se prende el dispositivo está en su modo normal de operación, pudiendo enviar y recibir paquetes de datos.

El pin 15 *Associate* es una salida digital que provee información sobre el estado de conexión del dispositivo en la red, así como información de diagnóstico. Este pin indica si el módulo está asociado a un dispositivo padre en la red o no, y si se encuentra dentro de la red. Para utilizar esta información se debe conectar un LED a la salida de este pin. El comportamiento del LED varía y cada secuencia de parpadeo tiene un significado diferente. El led se implementó con D_{10} junto con la resistencia R_{39} de 220Ω .

El pin 20 se conoce como *Commissioning pushbutton*. Es una entrada digital implementada con un botón y su secuencia de presionado provoca diferentes funciones con el dispositivo. En este caso es necesario en los dispositivos configurados como *End devices* ya que al presionarlo fuerza que se despierten durante 30 segundos. Esto es importante en el caso de que se conecte el *Xbee* al módulo de comunicación con el ordenador cuando se quieren cambiar sus parámetros. Para poder establecer la comunicación entre el dispositivo *Xbee* y el ordenador es necesario estar despierto en el momento que se intenta la comunicación. A través del accionar del pin 20 se fuerza a que el dispositivo se encienda para lograr la comunicación. Este pin durante la operación normal del sistema no es necesario utilizarlo. Para su implementación se utilizó el botón SW_2 junto con la resistencia R_{36} de $10k\Omega$. Esta entrada es activo BAJO por lo que al presionar el botón la entrada cambia a GND, activando las funcionalidades del pin.

El pin 19 se utiliza para enviar de ser necesario una señal digital desde el *Xbee* a un pin de interrupción del microcontrolador. El pin del microcontrolador se mantiene en estado bajo gracias a la resistencia R_{58} .

El resto de los pines no se utilizan ya que son entradas y salidas genéricas configurables. Estos pines no se utilizan ya que para activarlos la orden debe venir desde la Unidad Central en forma de mensaje, o desde el microcontrolador a través del puerto serie. Esto resulta poco práctico para un dispositivo que pasa la mayor parte del tiempo en un estado de ahorro de energía. De ser necesario el uso de entradas o salidas extras se utilizará el microcontrolador, que tiene varias sin utilizar y una capacidad de decisión más amplia y fácil de programar.

Por último, resta mencionar las conexiones relacionadas con los componentes agregados en la Unidad Central, que son la placa Arduino Mega, la pantalla de interfaz, el módulo de tarjeta SD, el reloj RTC y la memoria EEPROM. En la Figura 96.

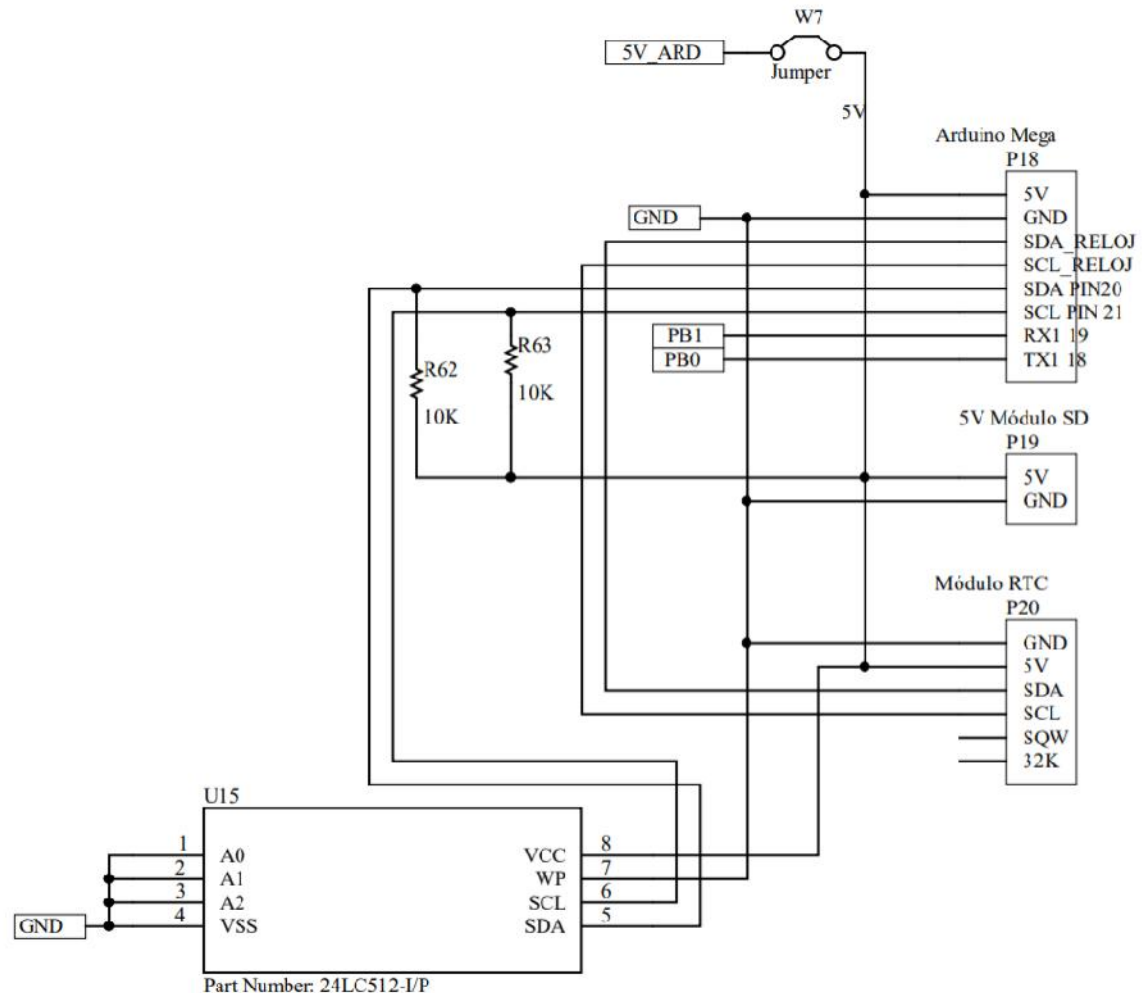


Figura 96: Conexión de Placa Arduino Mega, pantalla y componentes relacionados para Unidad Central.

La alimentación para estos componentes viene dada por el regulador U14. Los 5V generados se utilizan para alimentar la placa Arduino Mega, la pantalla, el módulo SD, el módulo RTC y la memoria EEPROM. En la Figura 96 se observan las conexiones relativa a la placa. Salvo por la memoria EEPROM, el resto de los componentes no se encuentran físicamente anclados a la placa, sino que se conectan con ella a través de conectores, permitiendo su fácil extracción y manipulación. Esto es importante sobre todo para la placa Arduino con la pantalla y el módulo SD que deben ubicarse a la hora de finalizar el diseño en zonas accesibles para el usuario. En la [Sección 2.5.3 Implementación de la Unidad Central](#) se hará mayor foco sobre estos detalles.

En la placa se han dejado en cada conector las conexiones que son necesarias para la aplicación. De la Figura se observa que la memoria EEPROM se comunica por protocolo I2C con la placa Arduino Mega. Los pines correspondientes para la memoria EEPROM son los pines 5 y 6 (SDA y SCL respectivamente). Del lado de la placa Arduino Mega se utilizan los pines 20 y 21 dedicados exclusivamente para este tipo de comunicación. En la placa se han agregado las resistencias de *Pull-Up* R_{62} y R_{63} necesarias para el funcionamiento del protocolo. El pin 7 WP se conecta a GND. De esta forma se habilita la escritura y lectura de datos en la memoria. Los pines 8 y 4 son la alimentación y GND respectivamente. Finalmente, los pines 1, 2 y 3 se utilizan

para otorgar una dirección única a cada memoria a través de niveles lógicos de tensión. Estas direcciones se utilizan para conectar en simultáneo varias memorias EEPROM para ampliar la capacidad de almacenamiento de información. En este caso donde se utiliza una sola memoria, los tres pines se conectan a GND, lo que corresponde a la dirección 0 de la memoria. Es importante sin embargo conocer la dirección de la memoria a la hora de configurar el código de la placa Arduino y lograr una correcta comunicación.

El módulo RTC se comunica también a través del protocolo I2C, aunque para su comunicación se usan dos pines aparte de los utilizados para la memoria EEPROM. En este caso no se agregan resistencias de *Pull-up* ya que vienen integradas en el módulo RTC. Las otras dos conexiones necesarias para el funcionamiento del módulo son la alimentación de 5V y GND.

La memoria SD se comunica por protocolo SPI, del cual se hacen uso 4 líneas. Sin embargo, estas conexiones no se han implementado en la placa ya que harán independientemente entre la placa Arduino Mega y la memoria SD. Las conexiones relacionadas a la placa son únicamente la de alimentación y GND.

Finalmente, la placa Arduino Mega toma de la placa de la Unidad Central tanto la alimentación como la GND. También se comunica con el reloj y con la EEPROM por I2C, aunque por dos pines diferentes en la placa. Finalmente, se comunica a través de protocolo serie con el microcontrolador ATmega328p. Esto lo hace desde los pines 18 (TX1) y 19(RX1) de la placa Arduino Mega.

A modo de resumen en la Figura **97** se muestra de forma conjunta como son las conexiones de estos componentes entre sí y con la placa PCB.

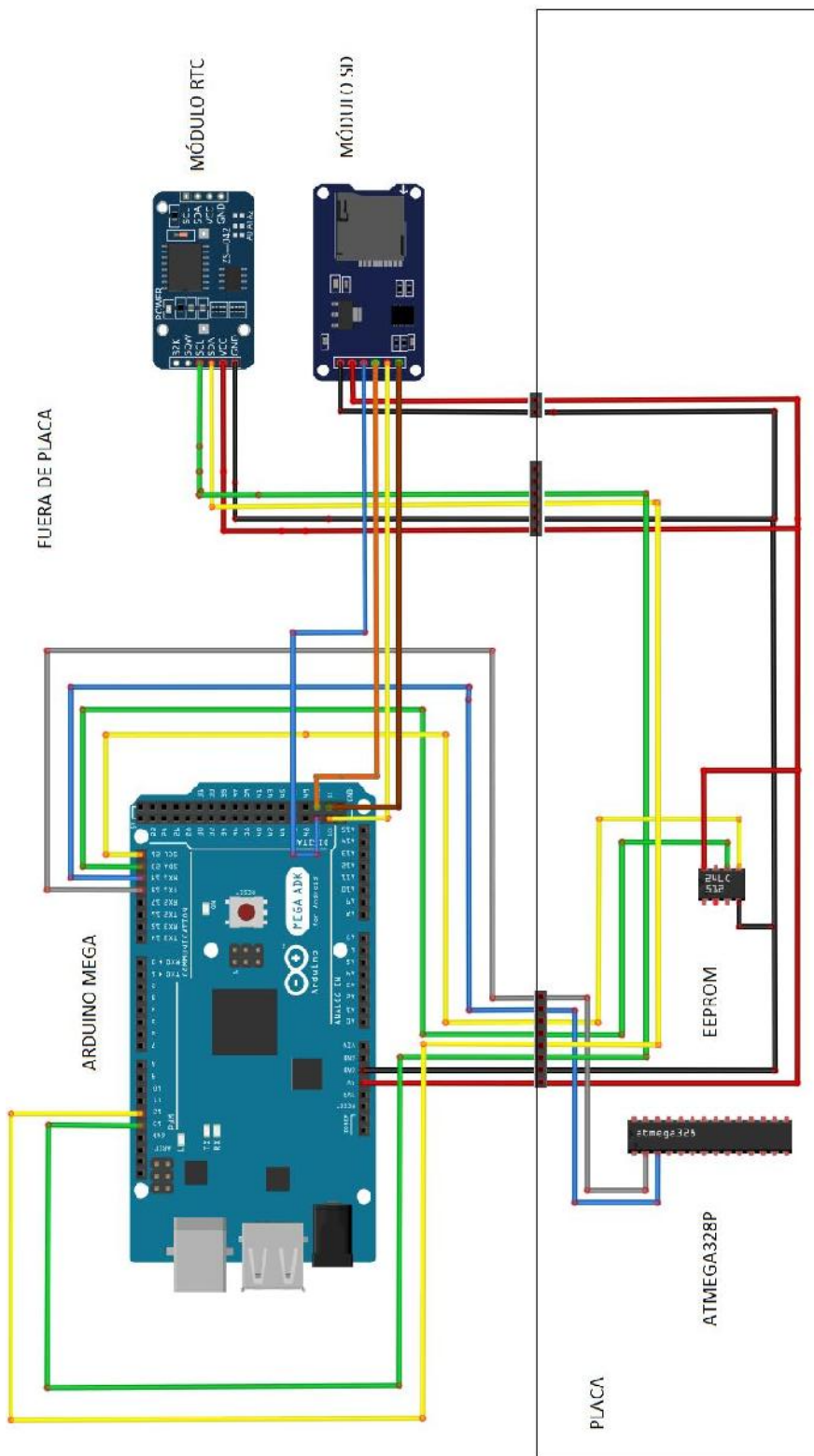


Figura 97: Interconexión de PCB con resto de componentes de Unidad Central.

La pantalla táctil no se representa en la Figura para evitar dificultar la interpretación de la misma, pero se debe entender que la misma tiene la disposición de pines organizada y espaciada para ser conectada directamente sobre la placa Arduino Mega cómo un módulo *Shield*, de forma que las conexiones quedan automáticamente realizadas de acuerdo a la disposición de la placa Arduino Mega.

Por último, la pantalla táctil se diseñó vía *software* para poder presentar la información de forma organizada, además de proveer menús para poder visualizar la información y poder extraerla. En la Figura 98 se muestra la pantalla principal del sistema. Esta es la primera pantalla que se observa una vez que se enciende el sistema. En la misma se puede observar el nombre comercial del sistema (1), los datos actuales de fecha y hora provistos por el módulo RTC (2) y un menú ubicado en la parte derecha de la pantalla, donde el usuario puede navegar entre las diferentes opciones que son la de visualizar los últimos datos enviados des de cada Nodo (3 y 4) un menú de configuración (5) y un menú de extracción de datos (6).



Figura 98: Pantalla principal del sistema.

Los botones interactivos de la pantalla son los que se encuentran al costado derecho de la pantalla, identificados de (3) a (6). Los botones (3) y (4) muestran los últimos datos relevados del Nodo 1 y 2 respectivamente. En la Figura 99 se puede ver un ejemplo de esta pantalla. Desde esta pantalla se puede volver a la pantalla principal o pasar a los otros menús interactivos que dispone.

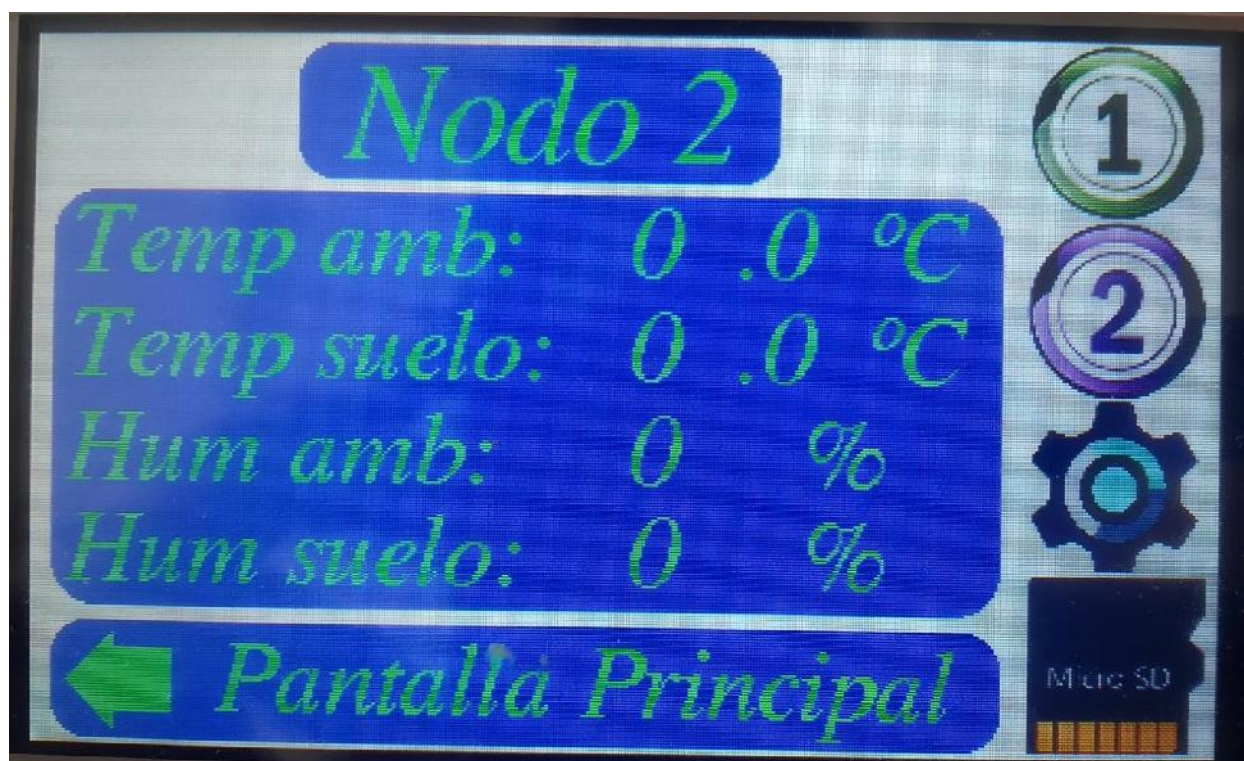


Figura 99: Pantalla de Nodo.

Si se accede al menú de extracción de datos (6) se muestra una pantalla donde se puede seleccionar cuatro posibles opciones de extracción. El sistema permite enviar a la SD la información guardada de hasta las últimas 72 horas de funcionamiento.

Luego de elegir el tiempo de almacenamiento de los datos, el sistema comienza la comunicación entre memoria EEPROM y memoria SD. Si existe algún error en la misma ya sea porque no se colocó la memoria SD, el sistema no la detectó o similares, la pantalla muestra un mensaje de error como se ve en la Figura 100. Si por el contrario no aparecen errores, se muestra un cuadro de espera hacia el usuario mientras se completa la transferencia de la información (Figura 101). Una vez completada la operación, el sistema muestra el mensaje de la Figura 102 donde ya se puede extraer la tarjeta del sistema.



Figura 100: Mensaje de error al querer extraer datos con la tarjeta SD

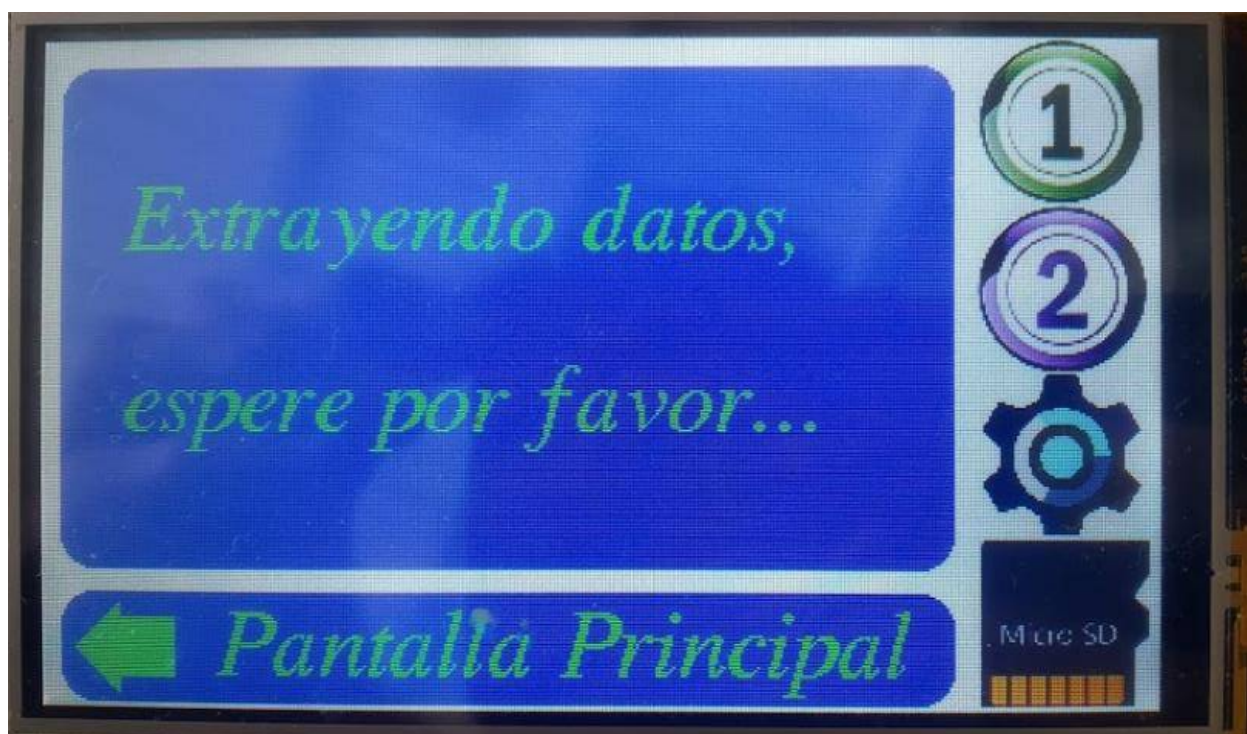


Figura 101: Mensaje de aviso al usuario respecto a la transferencia de datos a la SD.

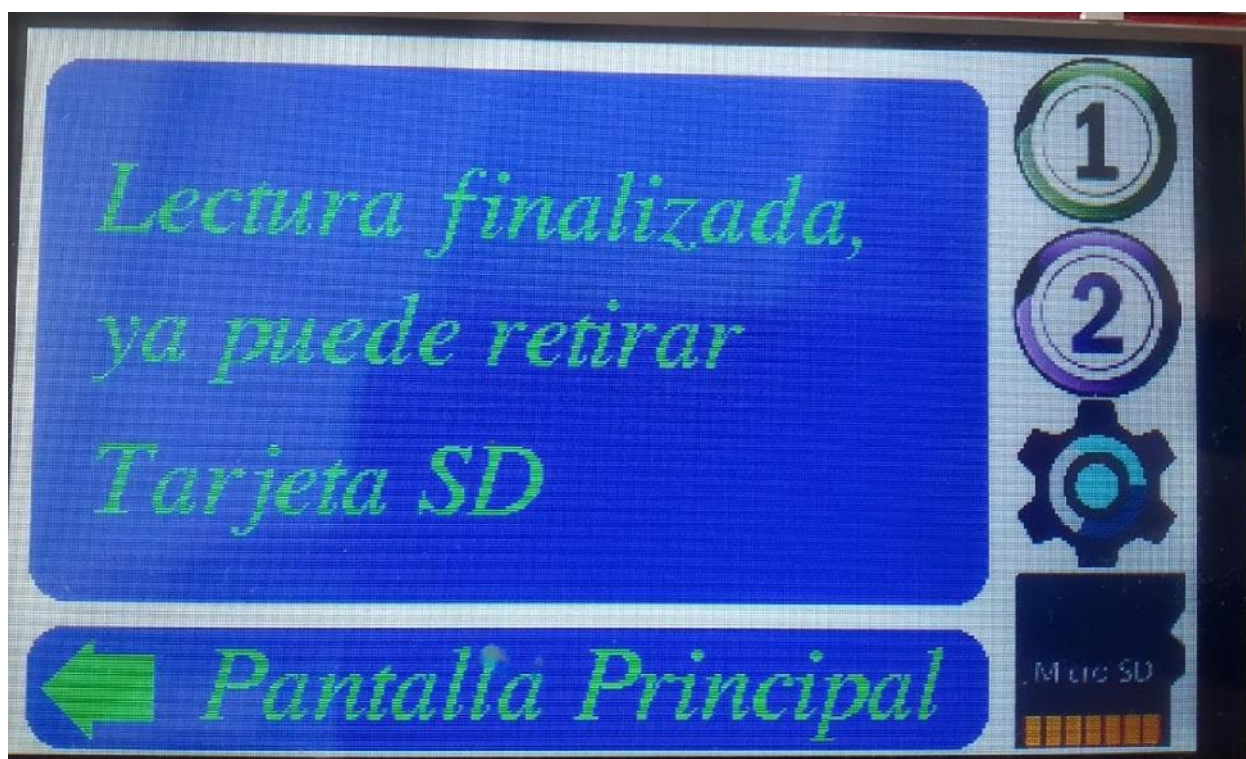


Figura 102: Mensaje de aviso de finalización de transferencia de datos.

El botón de configuración (5) no tiene un menú asociado, por lo que al presionarlo la pantalla no muestra un nuevo menú, permaneciendo en el que ya se encontraba previo a que el botón se presione. Este menú y el desarrollo de sus funcionalidades quedan para posibles mejoras a futuro en nuevas versiones.

2.4.2 Diseño de *Software*

2.4.2.1 Configuración de *Xbee* Unidad Central

Hasta ahora se ha hablado del rol que cumple el módulo *Xbee* en el sistema planteado. Se definió su *pinout* y se explicó el conexionado de *hardware* tanto para los Nodos como para la Unidad Central. También se diferenció respecto a una red *Zigbee* que función cumple cada punto, diferenciándolos entre coordinados y *end devices*.

Para que los dispositivos *Xbee* cumplan su función adecuadamente, deben tenerse en cuenta ciertos conceptos de funcionamiento y parámetros de configuración asociados que deben ser definidos por el usuario para establecer de forma correcta la red.

Digi, el fabricante de los módulos *Xbee* ha creado un *software* de configuración llamado XCTU donde se pueden configurar todos los parámetros de cada módulo. Los módulos *Xbee* vienen configurados de fábrica para poder desarrollarse indistintamente como Coordinador, Router o *End device*. Cada configuración tiene propiedades y parámetros que lo distinguen de los otros tipos, así como otros que se encuentran en cada uno. Algunos parámetros de

configuración son exclusivos para un coordinador, así como otros lo son para *routers* y para *end devices*. Para poder configurar los módulos *Xbee* se requiere de una placa de configuración que hace de interfaz entre el ordenador y el módulo *XBEE*. Es decir que cumple una función análoga a la del convertor USB a TTL para el caso del microcontrolador.

En la Figura 103 se muestra el *software* de programación. Éste permite configurar varios dispositivos al mismo tiempo, por lo que a la izquierda de la Figura se listan todos los dispositivos que se encuentren conectados. El *software* muestra el nombre de cada dispositivo (que es uno de los parámetros configurables), la función o rol que tiene programada, el puerto del ordenador donde está conectado y la dirección MAC de 64 *bits* única que lo diferencia del resto de los dispositivos.

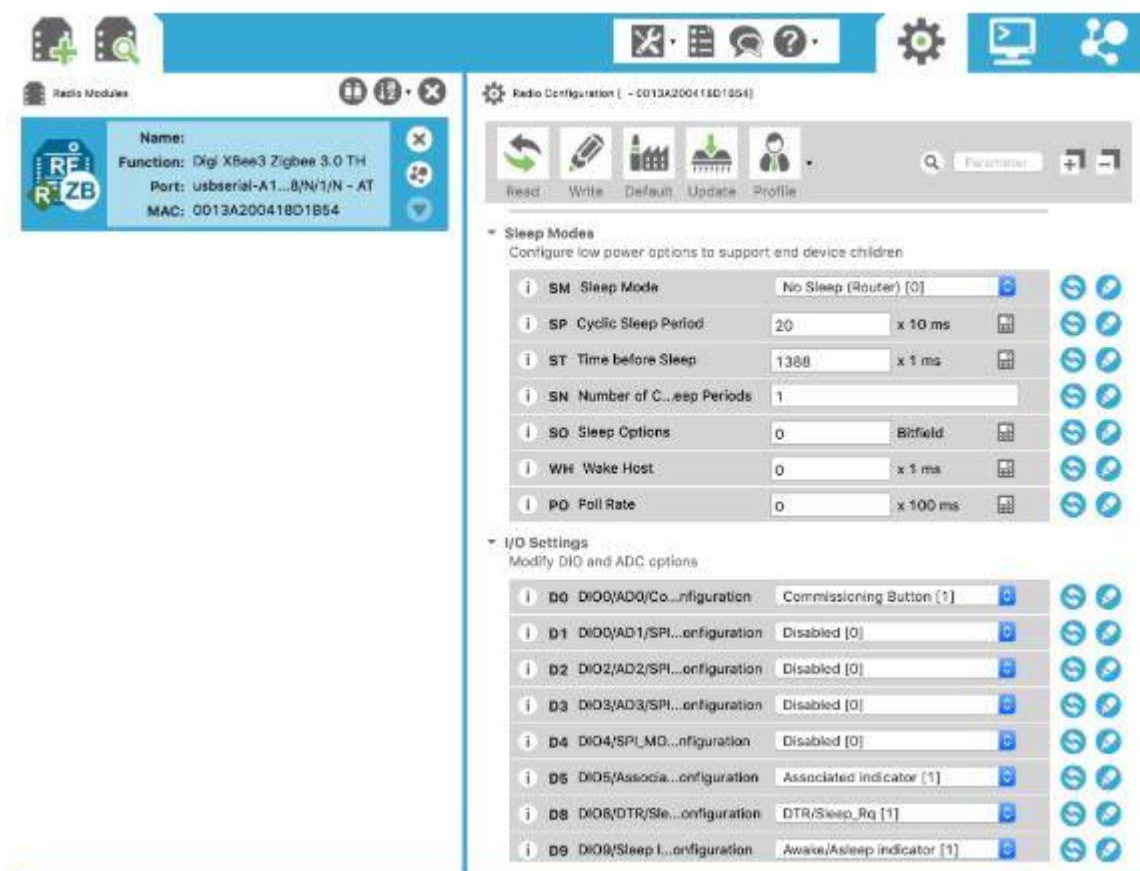


Figura 103: XCTU.

A la derecha se observan los parámetros a configurar de cada dispositivo. Estos parámetros pueden ser accesibles o no dependiendo de la función de cada dispositivo. Otros son configuraciones de fábrica que no pueden modificarse por el usuario. Desde este entorno pueden configurarse parámetros de la red desde el coordinador como el nombre de la red, opciones de autenticación y unión de la red, opciones de seguridad en el envío de tramas, etc. También para el caso de los *end device* se configuran las opciones del modo.

El XCTU también tiene un monitor serie de gran utilidad, donde pueden observarse las tramas que recibe el dispositivo. Esto es de gran utilidad para analizar el comportamiento de la red.

Los posibles parámetros a configurar son varios, así que se detallará los que se utilizaron para configurar la red tanto para el coordinador como para los *end devices*. El resto de los parámetros se han dejado con los valores de fábrica.

Los módulos *Xbee* envían su información en dos formatos: API y AT. El formato AT se utiliza principalmente para leer y modificar los parámetros de configuración de un módulo *Xbee* (dirección de destino del mensaje, dirección propia del dispositivo, dirección de la red donde se encuentra conectado, etc.) El comando se encabeza por las letras AT (de “atención”), seguido por dos letras que indican el tipo de comando, y la información en formato hexadecimal a enviar al módulo en el caso de que se quiera modificar sus parámetros. El formato API envía mensajes en tramas de *bytes* estructuradas, que permiten enviar otros datos además de la información propia del mensaje. El formato API determina de forma ordenada dónde comienza, dónde termina, a quién va a dirigido, etc.

Los parámetros a modificar desde el XCTU son de carácter AT. A continuación, se mencionan los más importantes para la configuración de un dispositivo como coordinador:

- **DH (Destination Address ALTO) y DL (Destination Address BAJO)**: Estos dos parámetros son de escritura lectura y en conjunto definen la dirección MAC de 64 *bits* del dispositivo receptor del mensaje. La misma se divide en el parámetro DH donde se ubican los 32 *bits* más significativos y DL donde se colocan los 32 *bits* menos significativos. En el caso de los *end device* en estos parámetros se coloca la dirección MAC del coordinador. En el caso del coordinador se puede colocar la dirección de cualquiera de los *end device*, aunque durante la operación este parámetro variará dependiendo de qué dispositivo se solicite información.
- **ID PAN ID**: Define un valor de 16 *bits* que representa la identificación de la red que generará el coordinador. Los dispositivos que se unan a la red lo harán referenciados a este número. Es decir, tanto el coordinador como los *end devices* deberán tener el mismo PAN ID para poder comunicarse.
- **NI Node Identifier**: Este parámetro es para darle un nombre a cada dispositivo en la red con caracteres ASCII.
- **SP Sleep Period**: Cuando un coordinador o un *Router* recibe un paquete de radiofrecuencia de uno de los *End devices*, almacena el paquete hasta que el *End device* se despierte y consulte a su Padre si tiene información o hasta que se cumpla el tiempo de almacenamiento máximo del *buffer* del dispositivo (*timeout*). Este *timeout* en los coordinadores y *Routers* se define con el parámetro **SP**. El *timeout* verdadero es igual a $1,2 * SP$, con un mínimo de 1,2 segundos y un máximo de 30 segundos. El parámetro **SP** también se utiliza en los *End devices* para controlar el tiempo en que permanecen en modo de bajo consumo. A continuación, se profundizará más qué ocurre en los dispositivos con esta configuración. Lo que es importante aclarar en este punto es que el parámetro **SP** de los dispositivos Padres debe ser mayor o igual al parámetro **SP** de los dispositivos Hijos.
- **BD, NB y SB (BaudRate, Parity y Stop Bits)**: Estos parámetros se utilizan para configurar la comunicación serie con el microcontrolador, tanto para los *End devices* como para coordinadores y *Routers*. Para este se estableció una comunicación de 9600 baudios, sin *bits* de paridad y un *bit* de *stop*.

2.4.2.2 Tramas API de comunicación Xbee-microcontrolador

Los módulos Xbee envían su información en formato AT y API. Ambos formatos se utilizan para enviar mensajes desde un microcontrolador o CPU hacia el módulo Xbee a través de UART.

Las tramas API sin embargo ofrecen ventajas respecto a las tramas AT en cuanto a la comunicación entre microcontrolador y Xbee. Las tramas API permiten enviar más información en una trama respecto a varios comandos AT seguidos, donde cada trama AT corresponde a información de un parámetro puntual. Las tramas API permiten organizar y encapsular la información en un único mensaje. API encapsula los propios comandos AT en sus tramas, por lo que el modo AT queda integrado dentro de las funcionalidades de API.

Al ser las tramas definidas en orden y en tamaño de *bytes*, son más versátiles para enviar y recibir por el microcontrolador. Los comandos AT son simples de usar, pero a medida que la red de dispositivos aumenta, los comandos AT aumentan más en relación con las tramas API a manejar. Por ejemplo, por cada Nodo al que se quiera enviarle información, se debe modificar en el Firmware del Xbee la dirección de destino por medio de comandos AT. Esto puede resumirse con el envío de tramas API, como se verá a continuación.

La Figura 104 muestra el formato genérico de una trama API.

Start delimiter	Length		Frame data			Checksum
Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4	...	Byte n	Byte n+1
0x7E	MSB	LSB	API-specific structure			Single byte

Figura 104: Trama API de un módulo Xbee.

Extraído de “Building Wireless sensor networks” Robert Faludi. 2010. Editorial O’Reilly Copyright © 2011 Robert Faludi.

De acuerdo a la Figura, la trama API se compone principalmente de los siguientes *bytes*:

1. **Start Delimiter (1 byte):** Es el *byte* con el que inicia la trama. El formato API de Xbee utiliza el decimal 126 (0x7E en hexadecimal) para indicar el comienzo de una trama.
2. **Length Bytes (2 bytes):** El campo de longitud de *bytes* se compone de dos *bytes* (MSB y LSB). Indica la cantidad de *bytes* que puede tener el mensaje desde el *byte* siguiente al LSB (*Byte 4*) hasta el checksum (sin incluirlo) dando lugar a una trama de hasta 65535 *bytes*.
3. **Frame data bytes (n bytes):** Este campo es de longitud variable, ya que contiene el mensaje en sí a enviar, además de un *byte* de identificador de trama (Frame ID), el cual indica que tipo de trama API se está enviando y que información lleva en ella, además del mensaje en sí. Diferentes tipos de Frame ID contienen cantidades diferentes de *bytes*.
4. **Checksum (1 byte):** Es un *byte* para corroborar que la información sea la correcta. Se calcula sumando todos los *bytes* (sin incluir el de *Frame delimiter* ni el de *longitud*) y luego se queda con los 8 *bits* más bajos del resultado. Este valor se le resta a 0xFF, obteniendo el checksum. Para verificarlo, se suma todos los *bytes* (incluido el de *checksum*, pero no el *frame delimiter* ni el de *length*). Si el valor de checksum es correcto, la suma debe dar 0xFF.

Existen diferentes tipos de tramas API. Cada un cumple funciones específicas Para la comunicación entre *Xbee* y microcontrolador sin embargo se deben mencionar sólo tres tramas para comprender y establecer una comunicación básica entre ellos.

1. *Zigbee Transmit Request*

Esta trama se utiliza para ordenar al módulo *Xbee* que envíe información hacia otro dispositivo. La trama encapsula la información junto a otros *bytes* de direccionamiento y opciones de transmisión. Esta trama es un buen ejemplo de cómo el formato API facilita el envío de información respecto a AT. En vez de enviar varios comandos AT cada vez que se debe cambiar la dirección de destino, con esta trama sólo se cambia la dirección de destino a la trama. Esta ventaja se nota más a medida que la red de módulos aumenta en número. La figura **105** muestra una trama típica.

Frame fields		Offset	Example	Description
Start delimiter		0	0x7E	
Length		MSB 1	0x00	Number of bytes between the length and the checksum.
		LSB 2	0x16	
Frame-specific data	Frame type	3	0x10	
	Frame ID	4	0x01	Identifies the UART data frame for the host to correlate with a subsequent ACK (acknowledgment). If set to 0, no response is sent.

64-bit destination address	MSB 5	0x00	Set to the 64-bit address of the destination device. The following addresses are also supported: 0x0000000000000000 – Reserved 64-bit address for the coordinator. 0x000000000000FFFF – Broadcast address.
	6	0x13	
	7	0xA2	
	8	0x00	
	9	0x40	
	10	0x0A	
	11	0x01	
	LSB 12	0x27	
16-bit destination network address	MSB 13	0xFF	Set to the 16-bit address of the destination device, if known. Set to 0xFFFE if the address is unknown, or if sending a broadcast.
	LSB 14	0xFE	
Broadcast radius	15	0x00	Sets maximum number of hops a broadcast transmission can take. If set to 0, the broadcast radius will be set to the maximum hops value.
Options	16	0x00	Bit field of supported transmission options. Supported values include: 0x01 – Disable ACK 0x20 – Enable APS encryption (if EE=1) 0x40 – Use the extended transmission timeout for this destination Enabling APS encryption decreases the maximum number of RF payload bytes by 4 (below the value reported by NP). Setting the extended timeout bit causes the stack to set the extended transmission timeout for the destination address. All unused and unsupported bits must be set to 0.
RF data	17	0x54	Data that is sent to the destination device.
	18	0x78	
	19	0x44	
	20	0x61	
	21	0x74	
	22	0x61	
	23	0x30	
	24	0x41	
Checksum	25	0x13	0xFF – the 8-bit sum of bytes from offset 3 to this byte.

Figura 105: Trama API de Zigbee *Transmit Request*.

Extraído de “*Building Wireless sensor networks*” Robert Faludi. 2010. Editorial O’Reilly Copyright © 2011 Robert Faludi.

A continuación, se mencionan los *bytes* más relevantes de la trama:

- *64-bit destination address*: Indican la dirección única del módulo. Se puede usar además dos direcciones especiales. La dirección 0x0000000000000000 es para enviar al coordinador de la red donde se encuentra el dispositivo, y la dirección 0x000000000000FFFF es para enviar un mensaje broadcast (sólo para coordinadores).
- *Frame type*: El valor 0x10 indica que la trama API es *Zigbee Transmit Request*
- *16-bit destination network address*: Estos dos *bytes* indican la dirección de 16 *bits* del módulo destino. Esta dirección diferencia un dispositivo de otro dentro de una misma red. No es, a diferencia de la dirección de 64 *bits*, una dirección única e irrepetible. Se puede asignar manualmente, o puede ser asignada automáticamente por el coordinador. Si esta dirección no se conoce, se debe asignar a estos *bytes* los valores 0xFF y 0xFE. Se recomienda el uso de estos *bits* de dirección especialmente para redes muy grandes.
- *RF Data*: La información a enviar.

2. Zigbee Transmit Status

La trama *Zigbee Transmit Status* se genera luego de una transmisión, y deposita la trama sobre el mismo puerto serie donde se envió la trama de transmisión. Es una realimentación de las transmisiones de datos. La Figura **106** muestra un ejemplo de este tipo de trama.

Frame fields	Offset	Example	Description	
Start delimiter	0	0x7E		
Length	MSB 1	0x00	Number of bytes between the length and the checksum.	
	LSB 2	0x07		
Frame-specific data	Frame type	3	0x8B	
	Frame ID	4	0x01	Identifies the UART data frame being reported. Note: If frame ID = 0 in AT command mode, no AT command response will be given.
	16-bit address destination	5	0x7D	If successful, this is the 16-bit network address the packet was delivered to. If not successful, this address matches the destination network address that was provided in the Transmit Request frame.
		6	0x84	
	Transmit retry count	7	0x00	The number of application transmission retries that took place.
			<ul style="list-style-type: none"> 0x00 = Success 0x01 = MAC ACK failure 0x02 = CCA failure 0x15 = Invalid destination endpoint 0x21 = Network ACK failure 0x22 = Not joined to network 0x23 = Self-addressed 0x24 = Address not found 0x25 = Route not found 0x26 = Broadcast source failed to hear a neighbor relay the message 0x2B = Invalid binding table index 0x2C = Resource error, lack of free buffers, timers, etc. 0x2D = Attempted broadcast with APS transmission 0x2E = Attempted unicast with APS transmission, but EE=0 0x32 = Resource error, lack of free buffers, timers, etc. 0x74 = Data payload too large 0x75 = Indirect message unrequested 	
Discovery status	9	0x01	0x00 = No discovery overhead	
			0x01 = Address discovery	

			0x02 = Route discovery
			0x03 = Address and route
			0x40 = Extended timeout discovery
Checksum	10	0x71	0xFF – the 8-bit sum of bytes from offset 3 to this byte.

Figura 106: Trama API de *Zigbee Transmit Status*.
 Extraído de “*Building Wireless sensor networks*” Robert Faludi. 2010. Editorial O’Reilly Copyright © 2011 Robert Faludi.

Los parámetros más importantes de esta trama son los siguientes:

- *Frame Type*: El valor 0x88 indica que la trama es de *Zigbee Transmit Status*.
- *Transmit retry count*: Cada transmisión se intenta tres veces como máximo. Este *byte* lleva la cuenta de la cantidad de retransmisiones.
- *Delivery status*: Este *byte* brinda detalle sobre el estado de la transmisión. Si es 0x0, entonces la transmisión fue enviada con éxito al destino. Caso contrario, este *byte* indica el tipo de problema que ocurrió. La figura 106 muestra la lista de posibles errores.

3.Zigbee Receive Packet

Esta trama API es la encargada de recibir el paquete de información enviado desde el microcontrolador. La misma indica además el dispositivo transmisor (con comandos AT esto no puede apreciarse).

El campo de “*Received Data*” contiene la información que se recibió. Conserva el mismo orden que cuando se envió. La figura 107 detalla el contenido de la trama. El *byte* identificador para esta trama es 0x90.

Frame fields		Offset	Example	Description	
Start delimiter		0	0x7E		
Length		MSB 1	0x00	Number of bytes between the length and the checksum.	
		LSB 2	0x11		
Frame-specific data	Frame type	3	0x90	64-bit address of sender. Set to 0xFFFFFFFFFFFFFFF (unknown 64-bit address) if the sender's 64-bit address is unknown.	
		MSB 4	0x00		
	5	0x13			
	6	0xA2			
	64-bit source address	7	0x00		
		8	0x40		
		9	0x52		
		10	0x2B		
		LSB 11	0xAA		
	16-bit source network address	MSB 12	0x7D		16-bit address of sender.
		LSB 13	0x84		
Receive options	14	0x01	0x01 – Packet acknowledged.		
			0x02 – Packet was a broadcast packet.		
			0x20 – Packet encrypted with APS encryption.		
			0x40 – Packet was sent from an end device (if known).		
Received data	15	0x52	Received RF data.		
	16	0x78			
	17	0x44			
	18	0x61			
	19	0x74			
	20	0x61			
Checksum		21	0x0D	0xFF – the 8-bit sum of bytes from offset 3 to this byte.	

Figura 107: Zigbee Receive Packet.

Extraído de "Building Wireless sensor networks" Robert Faludi. 2010. Editorial O'Reilly Copyright © 2011 Robert Faludi.

La figura 108 resume el intercambio de información entre dos dispositivos Xbee.



Figura 108: Comunicación general de módulos *Xbee* entre ellos y con un microcontrolador.
Extraído de “*Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide*”, por DIGI International.2018. Copyright 2018.

Es importante entender que las tramas API se dan entre el módulo *Xbee* y el microcontrolador. La comunicación inalámbrica entre dispositivos no comprende el uso de este tipo de mensajes. Las tramas API se usan con comunicación serie.

El proceso de comunicación desde un extremo a otro (microcontrolador a microcontrolador) es el siguiente:

- 1- Un microcontrolador genera una petición de transmisión (trama *Transmit Request*) al módulo *Xbee*.
- 2- El módulo *Xbee* recibe esta petición y con los datos de la trama envía la información desde su antena a la antena del dispositivo receptor.
- 3- Como producto del envío de información el módulo *Xbee* genera una trama *Transmit Status* que es enviada al microcontrolador para notificarle el estado del mensaje.
- 4- Del lado receptor si el mensaje llega correctamente el módulo *Xbee* genera una trama API *Received Data* que instantáneamente se envía a través de su UART hacia el microcontrolador.

Una condición importante para lograr la correcta comunicación es que los parámetros de la comunicación serie deben ser iguales para el microcontrolador como para el módulo *Xbee*. Estos son la velocidad de transferencia (*baudrate*), *bits* de stop y *bits* de paridad. En este caso la velocidad se estableció en 9600 baudios, con un *bit* de stop y sin *bits* de paridad.

El microcontrolador debe programarse para poder reconocer y diferenciar entre las tramas que recibe por parte del *Xbee*. También debe armar internamente el mensaje de transmisión a enviar al módulo *Xbee*, de acuerdo al formato de trama API correspondiente.

Tanto el monitor serie del IDE del microcontrolador cómo la consola que provee *software* de programación del módulo *Xbee* son útiles para observar las tramas que pasan por cada componente para poder ver qué información están mandando, comprender su estructura general y optimizar la comunicación entre ellos.

2.4.2.3 Flujograma de procesos

En este apartado se detallará cómo es el proceso de acciones que se llevan a cabo en la Unidad Central, principalmente en el *Xbee*, en el microcontrolador y en la placa Arduino Mega, desde el momento en que se envía una solicitud de sensado hasta que se recibe la información, así como las acciones relacionadas a la placa Arduino Mega.

En la Figura 109 se muestra un flujograma de procesos correspondiente al microcontrolador de la Unidad Central. En el mismo se observa la leyenda con el significado de cada símbolo del mismo.

Como ya se ha mencionado, el microcontrolador de la Unidad Central gestiona la comunicación inalámbrica de toda la red. En su código de programación se encuentra el reloj que acciona los ciclos de encuesta cada 15 minutos, de acuerdo a la especificación del cliente (ver sección [1.3 – Especificaciones del cliente](#)). Una vez que se inicia la encuesta el microcontrolador a través del *Xbee* de la Unidad Central envía secuencialmente a cada Nodo una trama *Zigbee Transmit Request*, la cual significa para el Nodo la señal para relevar los datos de sus propios sensores. Esta trama es enviada desde el puerto serie del microcontrolador al puerto serie del módulo *Xbee*. Una vez generada la trama, automáticamente se producen dos acciones. Primero, el *Xbee* genera una trama *Zigbee Transmit Status*, la cual indica el estado de la transmisión realizada hacia cada Nodo. Por otro lado, el microcontrolador inicia internamente un conteo de transmisión (*timeout*) que es el tiempo en el cual el microcontrolador espera la respuesta del Nodo. La trama se envía al microcontrolador por el mismo puerto serie, una vez que se logra enviar la trama *Zigbee Transmit Request* hacia el Nodo o cuando se termine el contador de *timeout*. La trama *Zigbee Transmit Status* contiene información sobre el envío de la trama *Zigbee Transmit Request*. Si el envío de información es satisfactorio entonces el microcontrolador almacena los valores enviados por el Nodo encuestado y prosigue su encuesta hacia el siguiente Nodo en la red, donde se produce el mismo proceso de generación de tramas explicado anteriormente.

En el caso en que el microcontrolador reciba todos los Nodos en esta primera instancia entonces se inicializa nuevamente el reloj que dispara el siguiente ciclo de encuestas en los próximos 15 minutos. Al mismo tiempo el microcontrolador envía a la placa Arduino Mega la información recolectada de cada Nodo a través de un segundo puerto serie. Luego, y hasta que inicie un nuevo ciclo de encuestas el microcontrolador queda sin actividad.

En el caso en que el microcontrolador de la Unidad Central no reciba información por parte del Nodo encuestado, una vez que se cumple el *timeout*, el Nodo se agrega a una lista de Nodos para realizar retransmisión y el microcontrolador prosigue a encuestar al Nodo siguiente. Cuando un Nodo se agrega a la lista para retransmitir significa volver a encuestar al Nodo en reiteradas veces para lograr la comunicación.

Una vez que todos los Nodos fueron encuestados en la primera etapa (etapa de transmisión) se produce la etapa de retransmisión. Ésta es igual a la etapa de transmisión, con la diferencia de que solo se encuestan los Nodos que no dieron respuesta a la petición en el primer llamado. A diferencia de la etapa de transmisión, en esta etapa se encuesta cada Nodo una cantidad de tres veces en total, que son los intentos de retransmisión. En cada intento se replica el envío de una trama *Zigbee Transmit Request* al Nodo. Si éste responde, se almacenan los datos de los sensores relevados. Si se alcanza la cantidad máxima de intentos y el Nodo no responde, se almacena un código de error indicando la falta de respuesta. Este proceso se realiza con cada Nodo de la lista de retransmisiones. Una vez que los Nodos de la lista fueron encuestados, el microcontrolador envía a la placa Arduino Mega todos los datos obtenidos de cada Nodo, y los códigos de error de los Nodos que no tuvieron respuesta. Luego y hasta que no se inicie otro ciclo de encuestas, el microcontrolador permanece sin actividad.

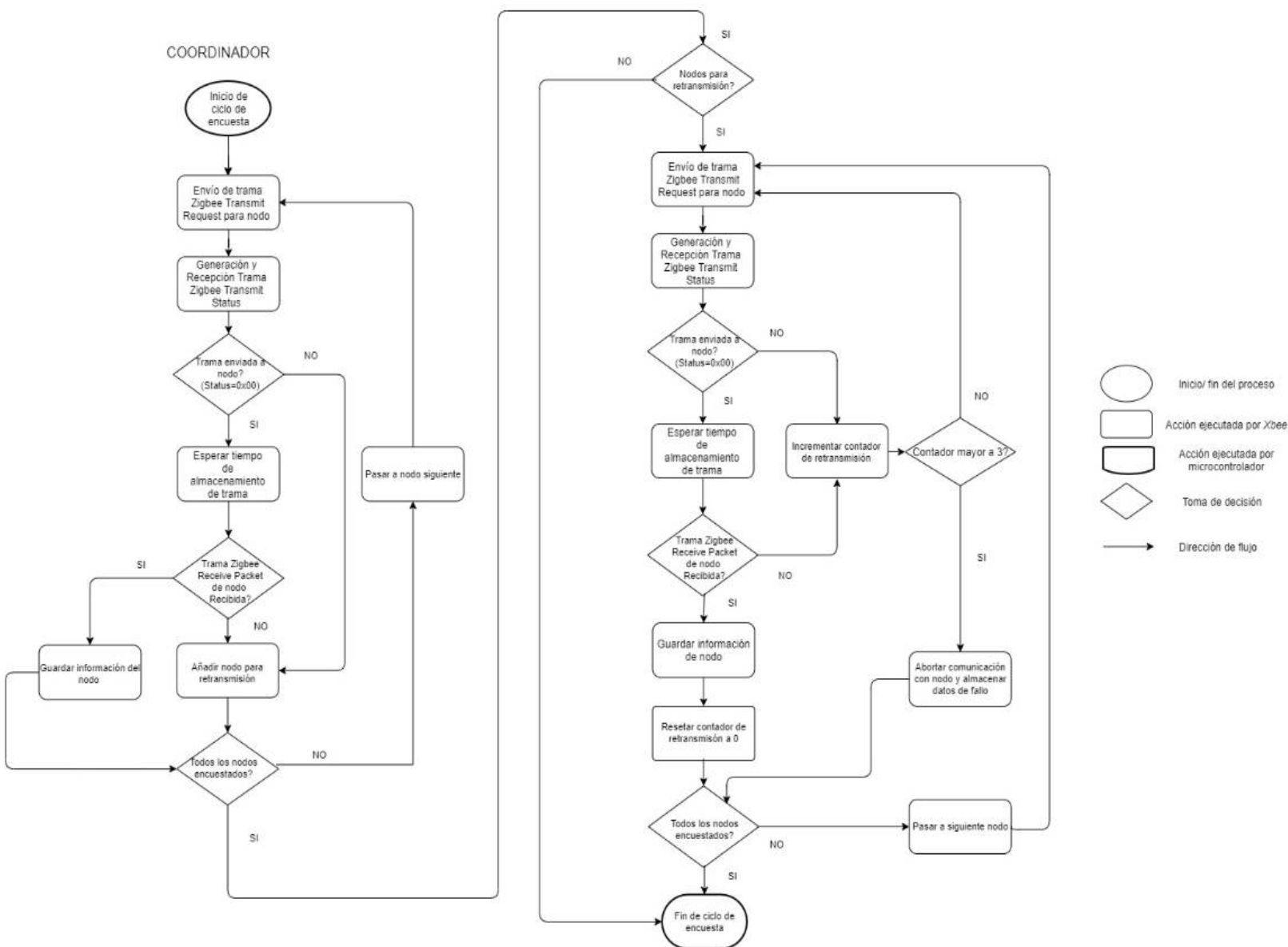


Figura 109: Flujograma de microcontrolador Atmega328p para la Unidad Central.

En la Figura 110 se muestra el flujograma que responde a la placa Arduino Mega de la Unidad Central. Se focalizó en mostrar el proceso que comprende la gestión de los datos recibidos por parte del microcontrolador. La nomenclatura es la misma que la utilizada en la Figura 109.

En el caso del Arduino Mega, no se puede representar un proceso general a diferencia del microcontrolador ya que el mismo depende de la interacción con el usuario. Cada opción que solicite el usuario hace que se generen nuevos subprocesos cuyo análisis excede el alcance del informe. Es por ello que se diseñó el flujograma de acuerdo a como se indica en la Figura 110.

El Flujograma comienza en la recepción de los datos enviados desde el microcontrolador. Una vez que el microcontrolador finaliza la encuesta, envía todos los datos a través de su UART hacia la UART del Arduino Mega. Una vez recibidos, el Arduino Mega almacena los datos en la memoria EEPROM de la Unidad Central y luego envía la información a la pantalla táctil para ser visualizada por el Usuario. Si el usuario no ejerce alguna acción, el proceso se mantiene en este ciclo descrito, esperando a que el microcontrolador finalice otra encuesta para luego enviarle los datos nuevamente.

En el caso de que el usuario solicite alguna acción a través de la pantalla, el Arduino Mega ejecutará diferentes procesos. Por ejemplo, si se desea extraer los datos almacenados en a EEPROM, el Arduino Mega primero se asegura de que la tarjeta SD se encuentre conectada a al sistema y que su comunicación esté funcionando. Si esto es así, la placa Arduino extrae la información de la EEPROM, y luego la envía junto con los datos del reloj RTC de la placa a la SD de forma codificada, compatible con los formatos .csv que luego pueden ser reorganizados fácilmente desde cualquier programa de planilla de cálculo. Si la SD no se reconoce, entonces se envía un mensaje de error a la pantalla.

Las otras opciones que puede solicitar el usuario son la visualización de los diferentes menús de la pantalla, los cuales se han presentado en la Sección [2.4.1.2 Comunicación e interfaz con el usuario](#). En cualquiera de los casos, la acción de la placa es enviar la información a la pantalla de cada menú solicitado con la información necesaria. Luego, el sistema se encuentra a la espera de una nueva acción por parte del usuario o a un nuevo envío de información por parte del microcontrolador.

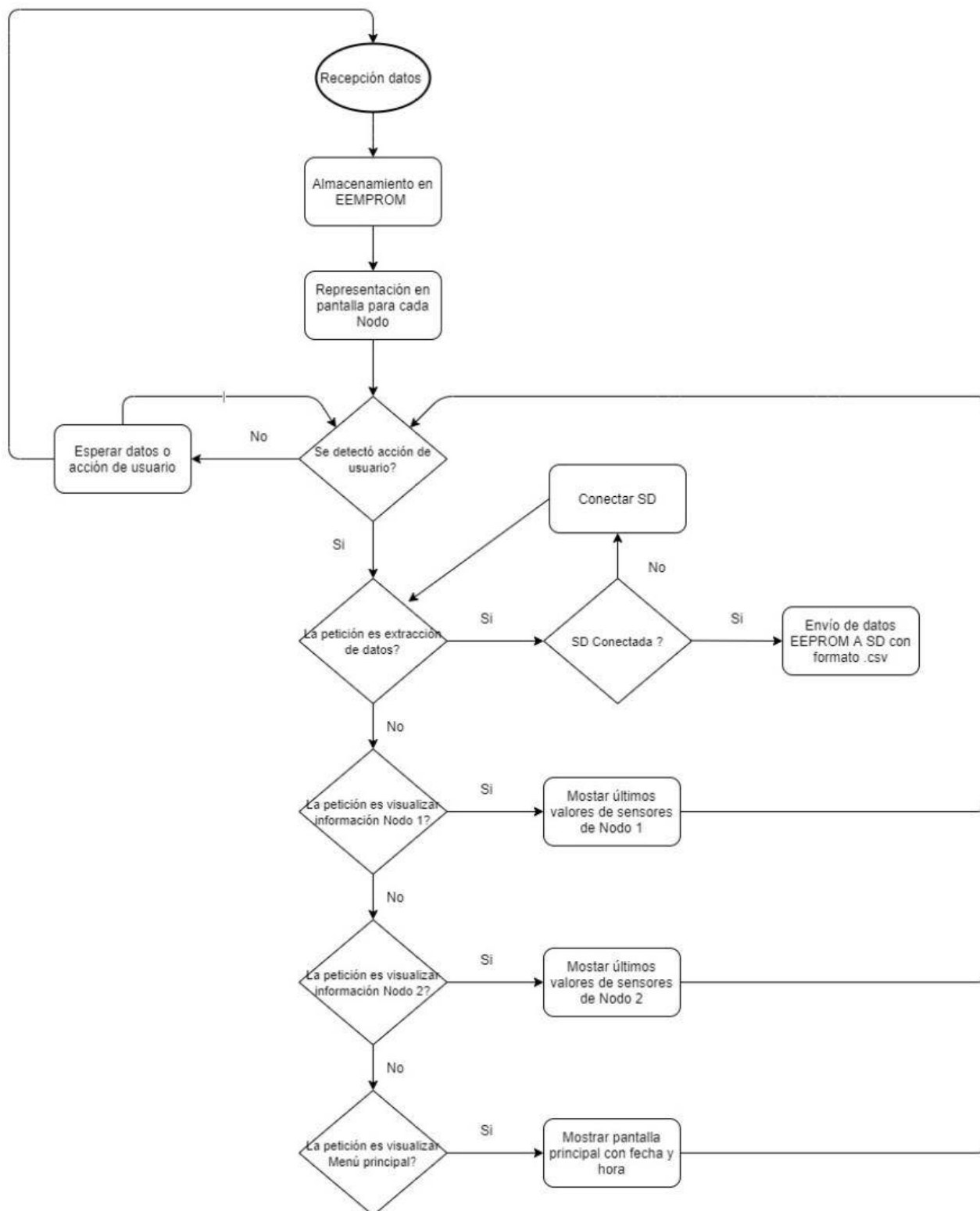


Figura 110: Flujograma de Arduino Mega en la Unidad Central.

2.4.3 Implementación de Unidad Central

En la sección de diseño de la Unidad Central se explicó el funcionamiento del mismo tanto a nivel *hardware* como *software*. También se explicó detalladamente cada etapa, cómo está conformada, además de mencionar cálculos y criterios de elección de componentes. En este apartado se hará mención de cómo se implementó el diseño del *hardware* y *software* correspondientes a la Unidad Central, así como los componentes, integrados y dispositivos electrónicos utilizados para su realización.

Para su implementación primero se desarrolló el diseño de la sección [2.4.1 Diseño de hardware](#) en una placa experimental tipo *Protoboard* para verificar el correcto funcionamiento del sistema en su integridad. Una vez logrado este primer paso, se volcó el diseño en un esquemático para su posterior implementación en PCB. Al igual que el luxómetro, se utilizó un programa de diseño de circuitos impresos para realizar ambas tareas. El circuito diseñado es el que ya se presentó en las Figuras **71**, **72**, **95** y **95**.

El diseño del PCB se puede observar en las Figuras **111**, **112** y **113**. La primer Figura es la placa finalizada con el plano de masa de la capa superior, la segunda Figura es la placa finalizada con el plano de masa de la capa inferior. La tercer Figura es la placa sin planos de masas, con el objetivo de poder visualizar las pistas. Las pistas de color rojo corresponden a las de la capa superior, mientras que las pistas de color azul se encuentran la capa inferior.

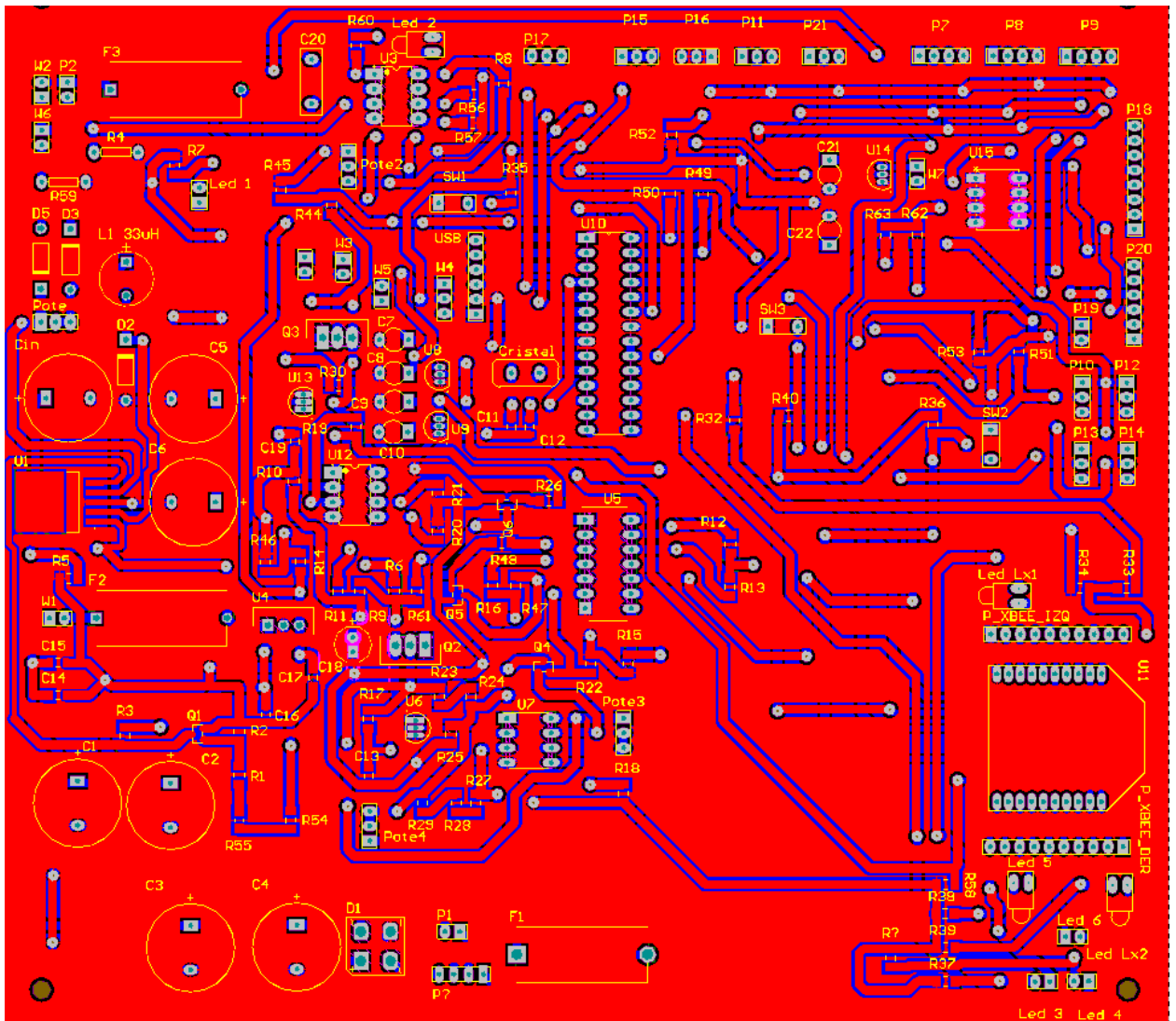


Figura 111: PCB de Unidad Central con plano de masa de capa superior.

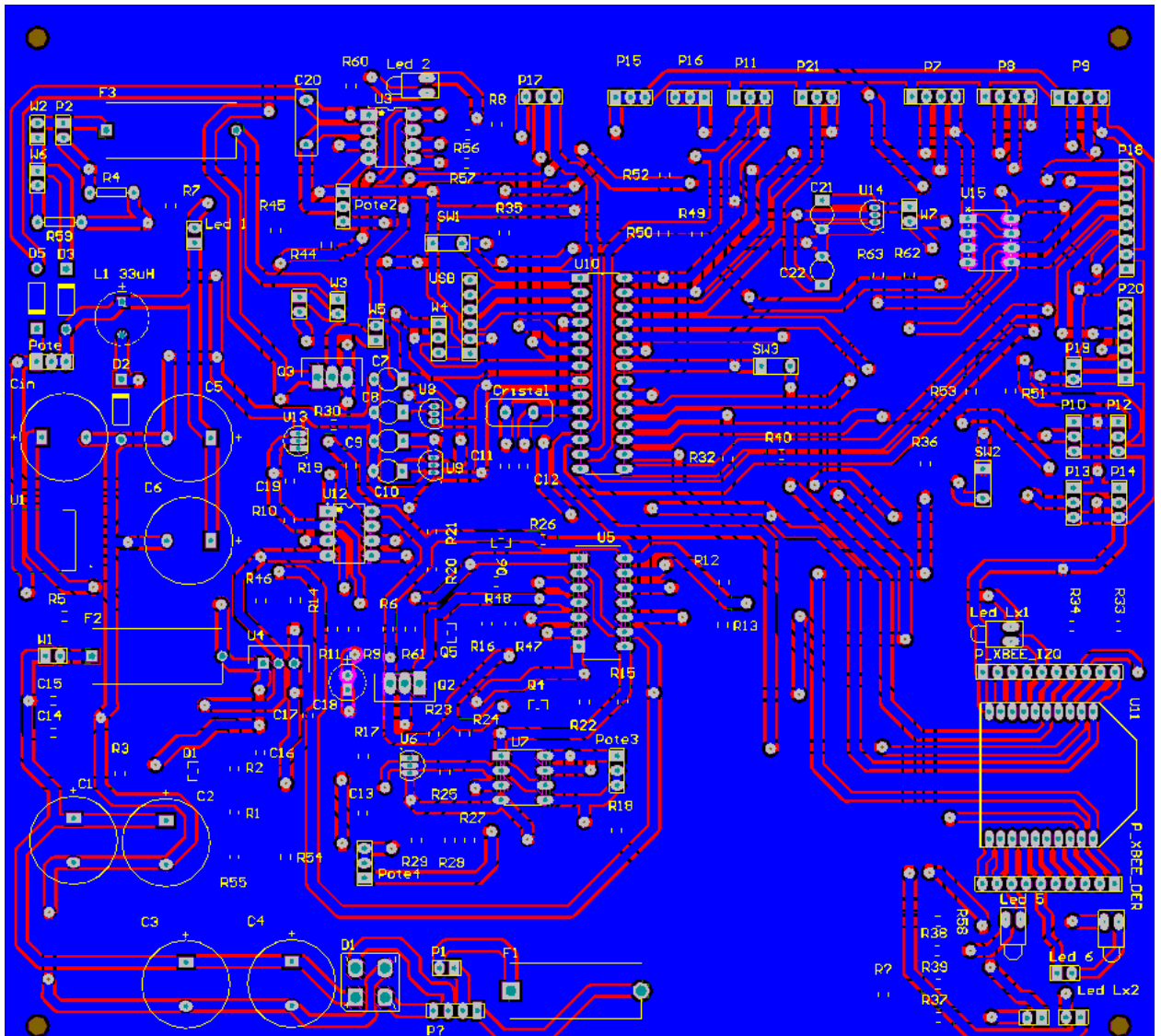


Figura 112: PCB de Unidad Central con plano de masa de capa inferior.

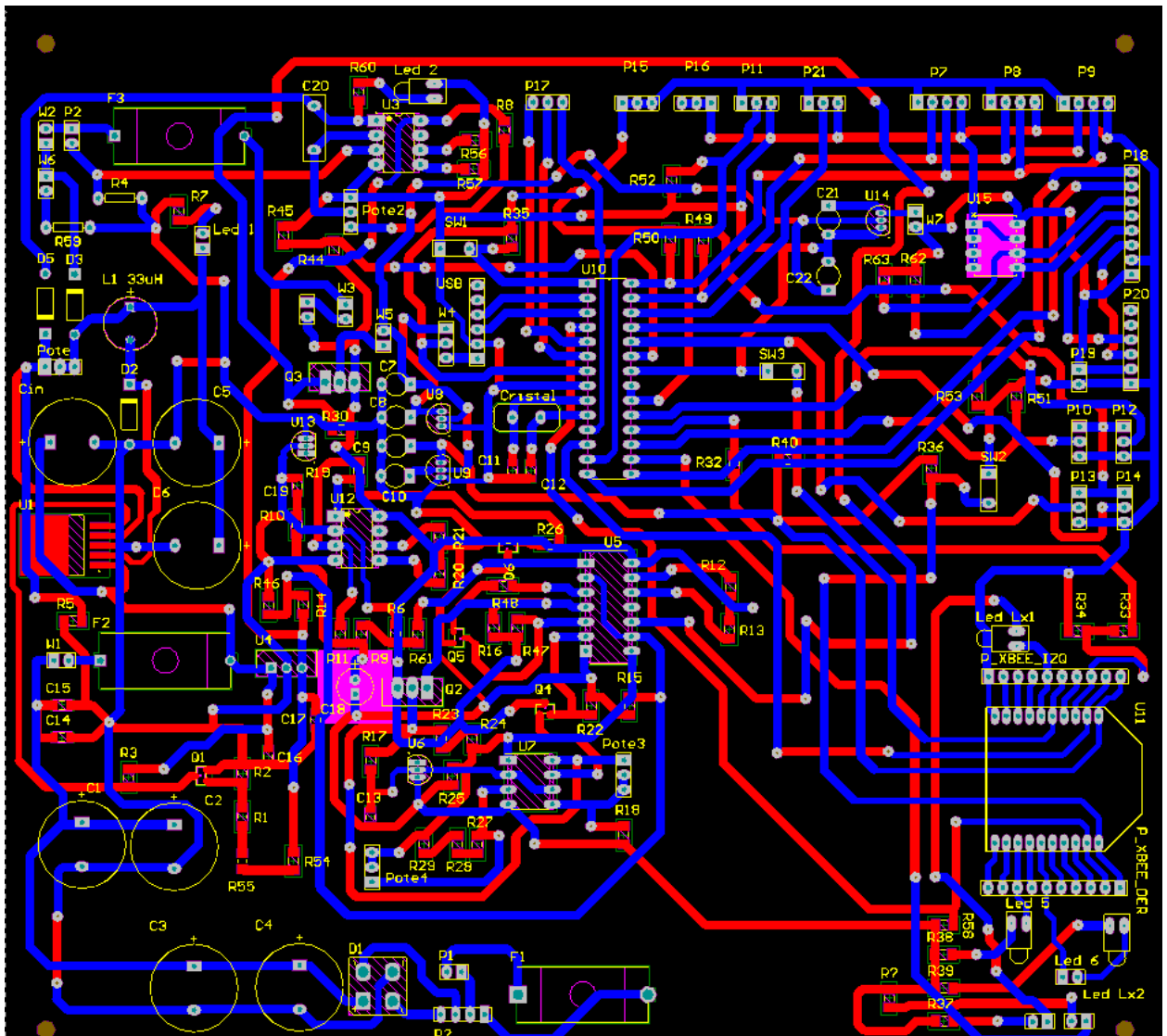


Figura 113: PCB de Unidad Central sin planos de masa.

Lo primero que se debe mencionar son la inclusión de fusibles de protección en el circuito. Los mismos están marcados en el circuito con el prefijo **F** y se distinguen F1, F2 y F3. Los tres fusibles son fusibles de vidrio que soportan tensiones de hasta 250 V y el amperaje depende de la etapa que estén protegiendo. Los mismos se montan sobre una porta fusible que se suelda a la placa por medio de dos orificios pasantes. El fusible F1 el circuito ante fallos provenientes de la red hacia el primario del transformador ante eventuales sobretensiones o excesos de corriente. El valor de corriente máxima que puede soportar es de 1A. El fusible F2 protege el circuito del convertidor *Buck* y regulador de 12V. El fusible se eligió de 1A debido a los consumos previstos de la etapa que alimenta. El fusible F3 protege la batería del circuito que alimenta (circuito de gestión de batería y circuito de sensado). El mismo se eligió de 500 mA debido a los consumos previstos para esta etapa. La porta fusible permite intercambiar fácilmente los fusibles en caso de que los mismos se hayan abierto y requieran su reemplazo.

Además de los fusibles, en el sistema se agregaron varios *jumpers* marcados en los circuitos con el prefijo **W**. Los *jumpers* son elementos que permiten abrir o cerrar una línea del

circuito de forma manual, a través un conector que hace de unión entre los extremos del *jumper*. Los *jumpers* se han utilizado principalmente para separar etapas del circuito desarrollado, para facilitar tareas de mantenimiento de ser necesario. Otros habilitan una opción o funcionalidad del circuito o no al abrir o cerrar una etapa del circuito. A continuación, se explica la función de cada uno:

W1: separa la etapa de conversión de tensión AC a DC del resto del circuito. De esta forma, se puede probar ambas etapas por separado y de forma segura.

W2: Separa la etapa del convertidor *Buck* de la batería.

W3: Separa la alimentación de la batería del resto del circuito. De esta forma se puede alimentar el circuito con una fuente externa para realizar pruebas o buscar fallas.

W4: Este *jumper* tiene tres posiciones, y el conector permite unir un punto medio con cualquiera de los restantes, dependiendo de cómo se conecte. En este caso, el punto medio es la línea de alimentación de 5V para el microcontrolador y los sensores. El *jumper* permite alimentar estos dispositivos desde el regulador LDO o bien desde el conversor USB-TTL, que provee una tensión de 5V desde un ordenador. Esto sirve para fines de mantenimiento o prueba del sistema.

W5: Separa la salida del circuito de gestión de batería con el circuito de sensado. Ante eventuales fallas en el sistema, este *jumper* permite identificar si alguna de las etapas presenta fallas.

W6: Este *jumper* se utiliza para conectar a la salida del convertidor *Buck* la resistencia de carga R_{59} para poder ajustar la tensión de salida del mismo. En cualquier otro caso este *jumper* debería quedar abierto. Cuando se conecta, se debe abrir W2 para aislar la batería del convertidor durante el proceso de ajuste.

En la etapa de los capacitores de entrada (puente rectificador) se dejaron tres espacios. Si bien en la Sección [2.4.1.1 – Alimentación Unidad Central](#) se mencionó que la capacidad de entrada debe ser 4400 μF y puede lograrse con dos capacitores de 2200 μF , se dejó un espacio adicional para eventualidades respecto al cálculo que requieran el agregado de mayor capacidad.

Respecto a los amplificadores operacionales se utilizó el integrado LM385N, que provee dos amplificadores operacionales independientes dentro de él. En la Figura 114 se presenta el encapsulado DIP del integrado, donde se ven las conexiones relevantes.

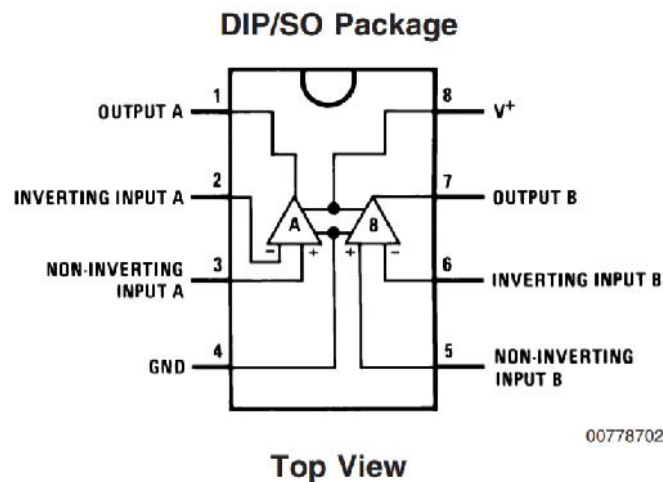


Figura 114: Conexión de LM358N.

Extraído de “LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers”. National Semiconductor. Octubre de 2005.

Este integrado se utiliza tanto para los amplificadores U7A y U7B como para el integrado U12A y U3A. Los amplificadores U7A y U7B se desarrollan con un único integrado. De la Figura el amplificador marcado como A es el utilizado como comparador con histéresis para el umbral superior de batería, mientras que el amplificador B es el comparador simple del umbral inferior de batería. Para U12A y para U3A se utiliza un integrado por cada amplificador, debido a que corresponden a etapas diferentes del circuito. Entonces, el amplificador B queda libre en cada integrado. En el PCB se agregan dos resistencias conectadas a GND a las entradas inversora y no inversora del amplificador. Estas resistencias son R_{56} y R_{57} para el integrado U3, y R_{20} y R_{21} para el integrado U12, todas de 10 k Ω .

En el diseño de la Unidad Central el uso que se le da a los amplificadores es para utilizarlos como comparadores y no en su zona lineal, por lo que no hay requisitos a cumplir por ellos más que sean aptos para la tensión de batería. Es importante mencionar que se eligieron estos amplificadores ya que están diseñados para trabajar con una fuente simple, aunque también permite en funcionamiento con fuentes partidas (rangos positivos y negativos de alimentación).

Para las compuertas NOR se utilizó el integrado CD4001, que contiene cuatro compuertas NOR de dos entradas cada una. Las compuertas son de tecnología CMOS. En la Figura 115 se detalla el conexionado del integrado, también en formato DIP.

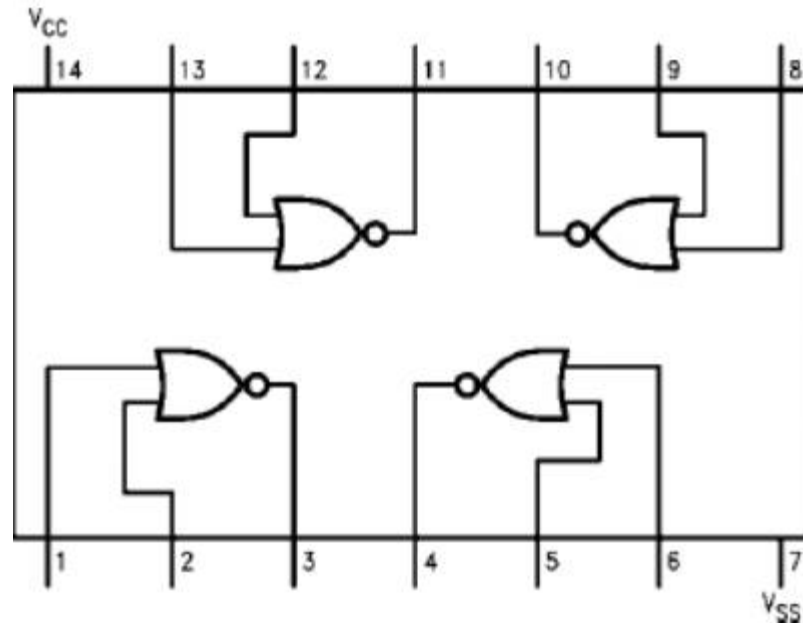


Figura 115: Conexión de CD4001.

Extraído de “CD4001B, CD4002B, CD4025B Types”. Texas Instruments. Agosto 2003.

La compuerta U5A del esquemático de la sección [2.4.1 – Diseño de Hardware](#) se corresponde a la compuerta con pines 1, 2 y 3. La compuerta U5B con la compuerta de pines 4,5 y 6. La compuerta U5C con los pines 8,9 y 10, y finalmente, la compuerta U5D con los pines 11,12, y 13. Los pines de 14 (VCC) y 7 (VSS) son de alimentación y GND respectivamente.

En la implementación, la compuerta U5D no se utiliza. Para no dejar los pines de la compuerta al aire, se conectaron dos resistencias R_{12} y R_{13} de 1 k Ω a VBAT_FUSED. De esta forma se asegura un valor ALTO a la entrada de la compuerta y una salida de valor lógico BAJO.

Los MOSFET utilizados son los IRF9540. Los mismos son canal P y vienen en encapsulado TO-220. En el diseño de la sección [2.4.1 – Diseño de Hardware](#) los mismos están identificados como Q2 y Q3. Estos MOSFET se ajustan sobradamente a los requerimientos de corriente y tensión que son necesarios para el circuito. Vale aclarar que los MOSFET están implementados en secciones donde la tensión es la de batería y la corriente no supera los 500 mA, aunque se utilizó esta tecnología por su baja caída de tensión entre *Drain* y *Gate*, a diferencia de otros transistores como los bipolar de juntura. En la Figura 116 se muestra el integrado y su referencia de pines. Su conexión se explicó en la sección **2.4.1**.

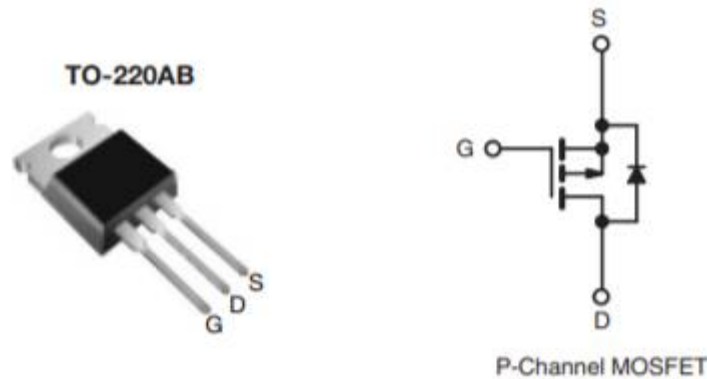


Figura 116: Encapsulado y conexionado de MOSFET Canal P IRF9540.

Extraído de hoja de datos “*IRF9540, SiHF9540 Power MOSFET*”. Vishay Siliconix. Revisión 01-Jan-2019

Para los transistores NPN identificados como Q1, Q4, Q5 y Q6 se utilizaron los transistores BC848B. Éstos son transistores SMD de encapsulado SOT23. Soportan una tensión de 30V y una corriente máxima de 100 mA. El conexionado de los mismos y su correspondencia con su símbolo esquemático se ve en la Figura 117.



Figura 117: Conexionado de BC848B.

Extraído de hoja de datos “*BC848 series 30 V, 100 mA NPN general-purpose transistors*”. NXP. Rev. 07 — 17 de noviembre de 2009.

Con fines de reducir el tamaño de la placa se optó por utilizar resistencias y capacitores SMD. Existen casos puntuales en el diseño donde debido a la potencia disipada, las resistencias son de carbón y acordes a la potencia que deben manejar, como las resistencias R_4 y R_{59} que son de 1W. También los capacitores electrolíticos son de agujero pasante, así como C_{20} que es un capacitor de poliéster.

Para la referencia de tensión se utilizó el integrado LM385Z-2,5. Se utilizó ya que entrega una referencia de tensión estable con muy bajo consumo de corriente. El mismo ofrece diferentes opciones de encapsulado, de las cuales se utilizó el encapsulado TO-92. El conexionado se ve en la Figura 118.

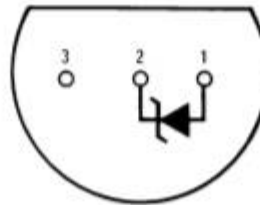


Figura 118: Conexión de LM385Z-2.5. Vista inferior del integrado.

Extraído de hoja de datos “LM185-2.5-N/LM285-2.5-N/LM385-2.5-N Micropower Voltage Reference Diode”.
Texas Instruments. SNVS743D –diciembre de 1999–Revisado en Marzo de 2013.

Los potenciómetros identificados como **Pote** son potenciómetros multivuelta cuyo montaje es de agujero pasante. Estos potenciómetros ofrecen una buena resolución al poseer varias vueltas de ajuste entre un extremo y otro.

Para el microcontrolador, como se mencionó anteriormente, se utilizó el Atmega3298p, en su versión de encapsulado DIP28 con agujero pasante. Para su montaje en la placa se utilizó un zócalo DIP28, el cual va soldado a la placa. El mismo se mencionó en la Sección [2.3.7 “Implementación prototipo II”](#). De esta forma se evita soldar el microcontrolador, quedando conectado a la placa a través del zócalo. Para su montaje basta con ejercer presión sobre el zócalo para que el integrado quede agarrado. Para su extracción generalmente el zócalo provee un espacio para poder introducir algún elemento para hacer palanca y remover el microcontrolador. Esta funcionalidad es útil en caso de necesitar cambiar el microcontrolador, agilizando la tarea.

Vale aclarar que el zócalo DIP es utilizado también para montar todos los integrados de encapsulado DIP. Tal es el caso de los amplificadores operacionales (LM358N) y las compuertas NOR (CD4001).

El cristal utilizado es un cristal de cuarzo perfil bajo de 16 MHz. Su montaje es de agujero pasante, por lo que queda soldado en la placa.

Para el Xbee como se mencionó en la Sección [2.2.1 “Comunicación inalámbrica”](#) se utilizó el modelo XBP24-Z7WIT-004. Su montaje es de agujero pasante, aunque la distancia entre pines es menor respecto a los integrados DIP mencionados anteriormente. El paso entre pines es de 2mm, por lo que el zócalo es también de ese paso. Es importante para el caso de los módulos Xbee utilizar un zócalo para conectarlo a la placa, ya que para programar los parámetros internos mencionados en la Sección [2.4.2.1 “Configuración de Xbee Unidad Central”](#) se necesita conectar el módulo a una placa programadora especial. Este proceso de configuración puede suceder en la puesta a punto de la Unidad Central y del Nodo, así como en futuros cambios o mejoras que se realicen sobre el mismo, por lo que el módulo debe poder ser extraído rápidamente.

Para la conexión de componentes externos a la placa (batería, sensores, botones, etc.) se utilizaron conectores Molex. Los mismos permiten una conexión robusta a prueba de movimientos bruscos de la placa, evitando desconexiones accidentales. Todos los conectores están identificados con el prefijo “P” en la placa.

La placa ya impresa y montada se observa en la Figura 119.

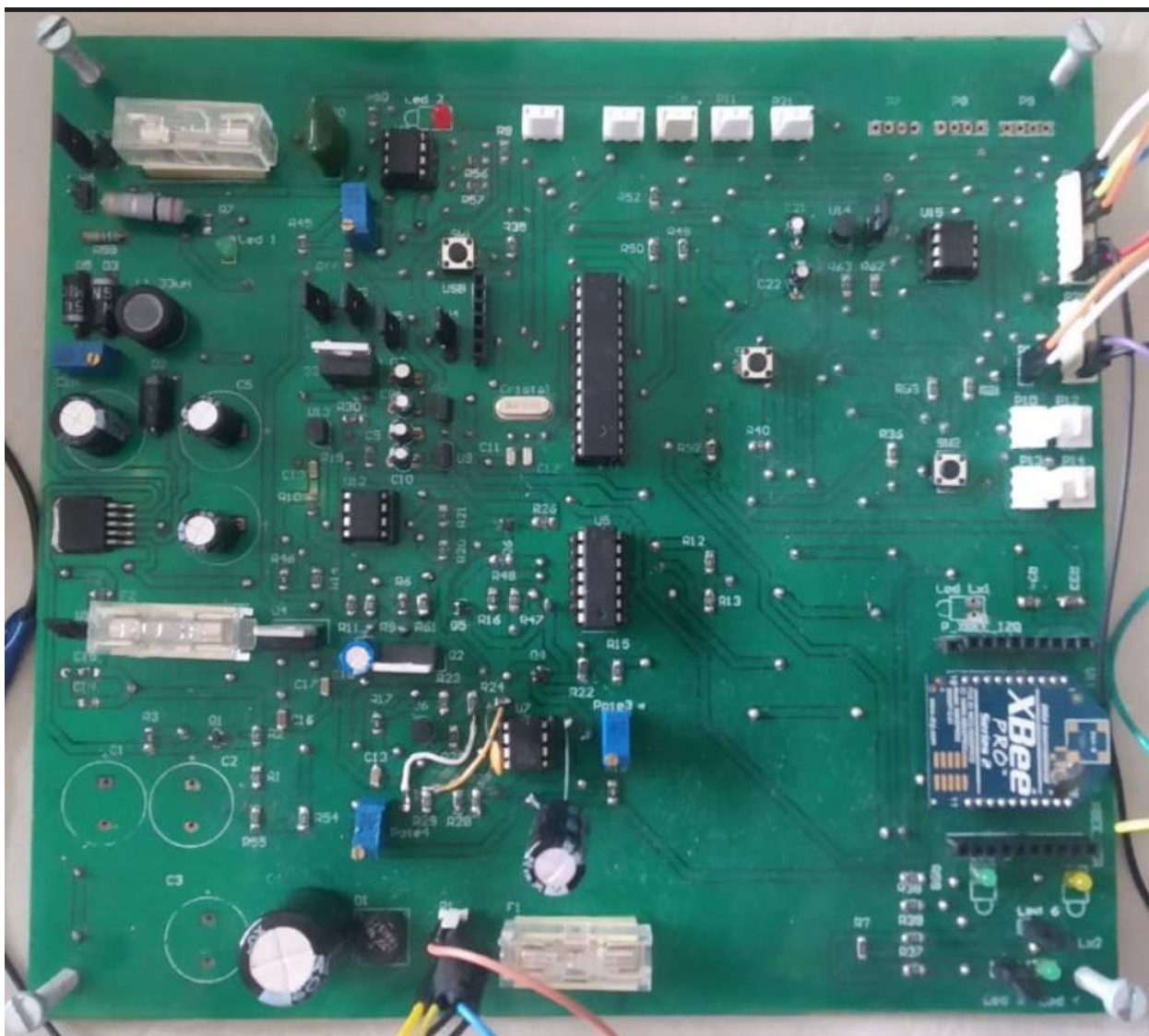


Figura 119: Placa montada de Unidad Central.

Tanto la placa como la batería, transformador y demás componentes que integran la Unidad Central se ubicaron dentro de un gabinete estanco con protección IP65. Este gabinete resulta adecuado para el entorno donde estará instalado. En la Figura 120 se observa el gabinete.

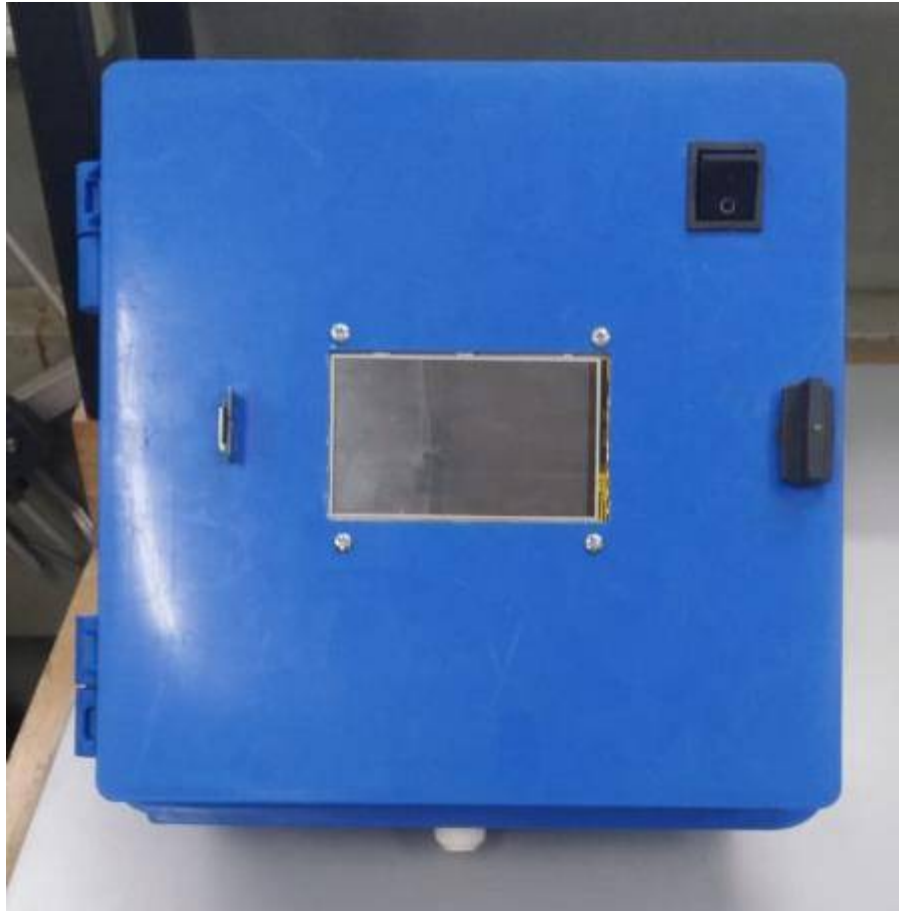


Figura 120: Gabinete de Unidad Central.

El gabinete posee una puerta abisagrada que permite el acceso al interior del mismo. En la puerta se fijó la pantalla táctil con la placa Arduino Mega, Esta puerta también tiene adosado el módulo de extracción SD y el reloj RTC. Por último, posee un botón de encendido general. En el resto del gabinete se encuentra la placa desarrollada con la batería y el transformador. Se incluyeron dos prensas cables para ingresar adecuadamente los cables al gabinete. Uno de ellos se utiliza para ingresar con la alimentación de red al sistema. La prensa cable restante queda libre para futuros usos. Ambos prensa cables ingresan por debajo del gabinete para evitar problemas de filtración de fluidos. En la Figura 121 se muestra el interior del gabinete.

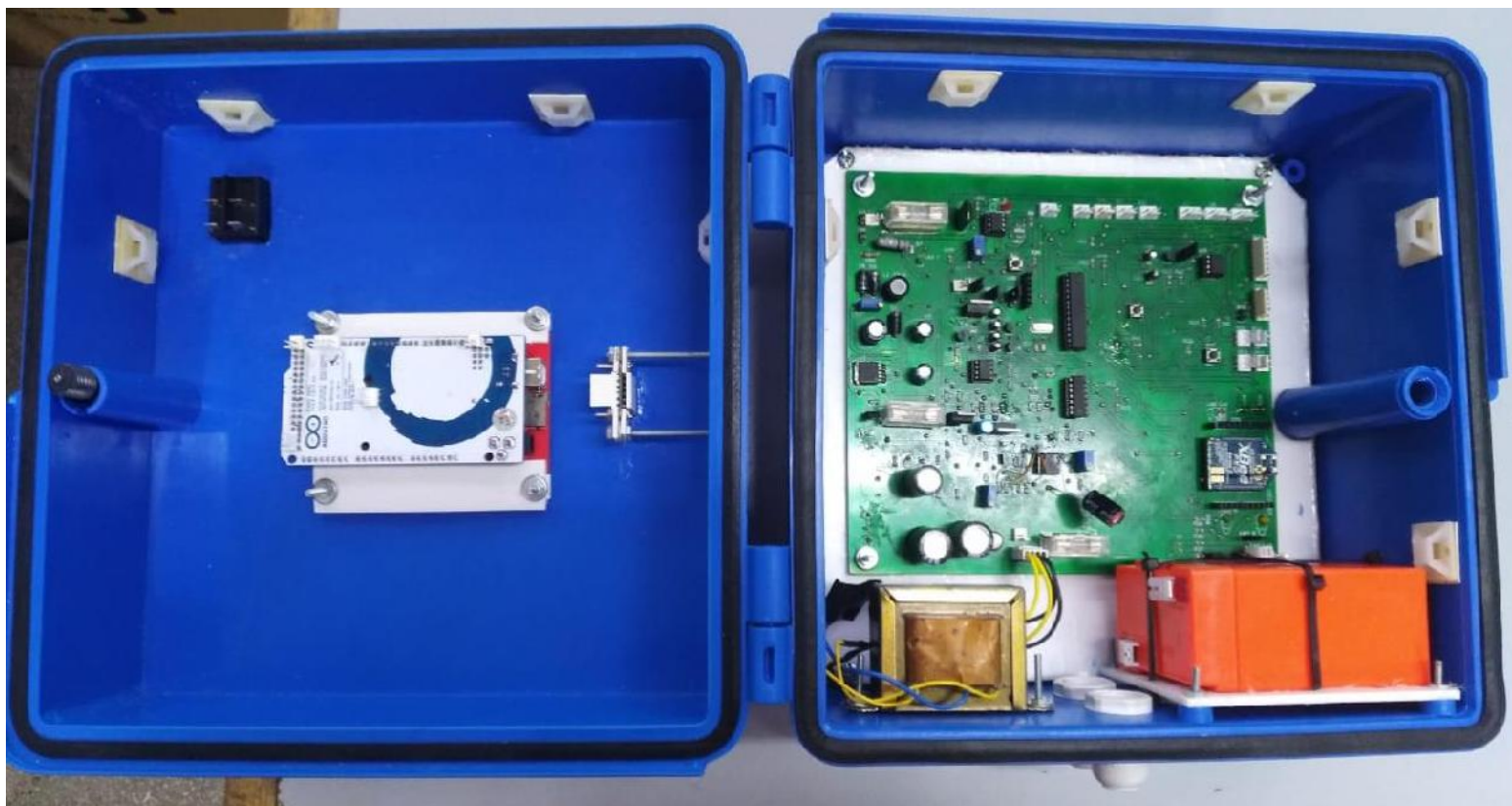


Figura 121: Interior de Gabinete Unidad Central.

Las conexiones entre periféricos de la placa a otros módulos (como por ejemplo la pantalla táctil) y entre módulos (entre pantalla y reloj RTC) se realizó con cables unipolares de sección $0,35 \text{ mm}^2$. En sus extremos se utilizó conectores *Molex*. Estos conectores proveen una conexión robusta y facilita futuras tareas de mantenimiento. En la Figura 122 se muestra un ejemplo de la finalización.

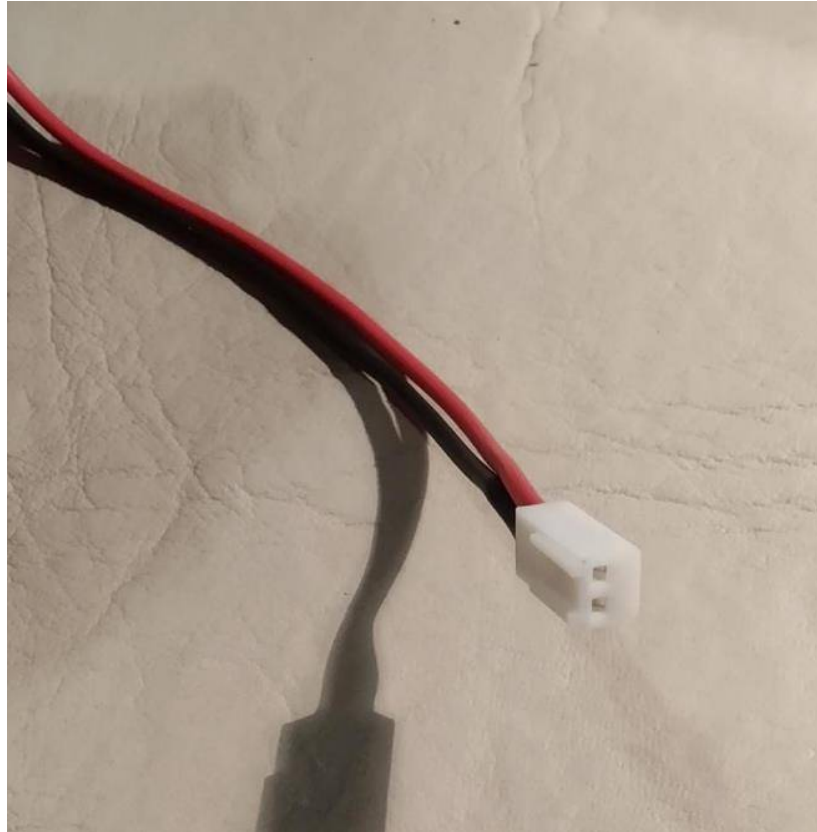


Figura 122: Conector Molex.

La batería y el transformador se conectaron con cables de sección $0,5 \text{ mm}^2$ debido al consumo que pueden llegar a presentar. Esta sección de cable se encuentra sobredimensionada para los consumos de cada elemento, pero asegura fallas de sobrecalentamiento del cable por exceso de corriente. Los cables se canalizaron en el interior del gabinete utilizando adhesivos plásticos. En ellos se puede fijar precintos, permitiendo una prolija canalización y facilidad de mantenimiento en caso de ser necesario.

2.4.4 Pruebas y Resultados de Unidad Central

Una vez montada la placa se procedió a probar el funcionamiento de sus etapas en particular, así como el sistema en su integridad. Se realizaron diferentes pruebas dependiendo de la etapa a analizar y en esta sección se discuten los resultados de las mismas. Para el inicio de las pruebas todos los *jumpers* se encuentran abiertos por lo que las etapas se encuentran aisladas desde el comienzo.

Se inició el proceso de pruebas con la etapa de Conversión AC/DC de la Sección [2.4.1.1 Alimentación Unidad Central](#). Se realizó primero una prueba de continuidad con el fin de encontrar posibles cortocircuitos entre positivo y negativo de continua y entre fase y neutro de alterna, tanto el primario como en el secundario del transformador. Se evidenció un cortocircuito en la etapa de continua. Luego de testear todas las posibles fallas con el *jumper* W1 abierto para

aislar la etapa del conversor AC/DC del resto, se descubrió que por un defecto de fabricación de las placas el plano de masa se montó sobre la pista del positivo de continua del puente de diodos. Esto generaba el cortocircuito. Se procedió a eliminar el contacto del plano de masa en la pista con un *cutter*. Una vez resuelto esto se verificó que la continuidad no existiese. Luego, con el *jumper* W1 abierto, se midió la tensión que llegaba del lado del conversor AC/DC. La tensión leída fue de 17,6 V de acuerdo a lo esperado. Esta tensión corresponde a la de la salida del conversor sin carga.

Luego se conectó el *jumper* W1 y se verificó la tensión de entrada del regulador conmutado U1 y el regulador de 12V U4. Las mismas fueron de 17V para cada caso. Por otro lado, la tensión a la salida del regulador de 12V fue de 12,2V.

Luego se verificó la tensión a la salida del regulador. Se espera inicialmente cualquier valor menor a 10V (límite de diseño). Sin embargo, se observa que 0V a la salida. Esto se debe a que el pin de habilitación del integrado (comandado por Q1) estaba a VCC y no a GND, por lo tanto, no se activa el regulador internamente. Esto sin embargo debería ser así. Verificando las tensiones del transistor Q1 se llegó a la conclusión de que se debían reajustar las tensiones de la base para poder polarizarlo, por lo que se modificó R_{54} de 4,7k Ω a 470 Ω .

Luego de realizar este cambio, el transistor operó correctamente, activando el regulador conmutado. Se conectó el *jumper* W6 para presentar la carga R_{59} a la salida del regulador, evidenciando 5,06V. La salida del regulador es de 5,72V, con una caída de 0,66V sobre el diodo D₃.

El LED 1 funcionó correctamente ya que se prende cuando hay salida del regulador conmutado. Su funcionamiento es correcto en todo el rango de operación hasta 1,3V aproximadamente. Luego se apaga.

Luego se varió el potenciómetro Pote y se ubicó en sus dos extremos posibles con el fin de verificar la máxima excursión de la salida del regulador. El valor más bajo a la salida del regulador es 1,23V. Esto es correcto ya que se justifica con la Ecuación 9 para una resistencia R_2 de 0 Ω . El valor máximo para el potenciómetro en su valor teórico de 10 k Ω . La tensión medida a la salida del regulador fue de 9,5V. Esta diferencia de 0,5V respecto de su valor de diseño de 10 V puede deberse a los valores reales del potenciómetro y la resistencia R_5 que participan en lograr el valor de salida.

Sobre la resistencia R_{59} se observa un rango de tensiones de 0,65V a 8,83V. La caída de tensión nuevamente se debe al diodo D₃. Estos valores no suponen sin embargo dificultades a la hora de la función del sistema.

El siguiente paso fue probar el limitador de corriente del regulador conmutado. Para realizar esto se abrió el *jumper* W6 y se cerró el *jumper* W2. El *jumper* W3 permanece abierto. Luego se conectó sobre el conector P2 (conector de batería) una carga de 60 ohm en serie con el multímetro para medir corriente. La tensión de salida del convertidor sobre P2 se dejó en 6,2V. Esto ocasiona una corriente de prueba de 100 mA. Una vez energizado el sistema, se varió el potenciómetro Pote2 hasta notar una disminución de la corriente medida en el multímetro. A medida que la corriente disminuye, también lo hace la tensión sobre P2 hasta el punto donde el Led 1 se apaga, que es cuando la corriente también ha disminuido significativamente. En este punto el LED2 se prende, aunque lo hace ya con una corriente de limitación demasiado pequeña (del orden de los 6 mA). Esto puede deberse a la corriente de prueba que se utilizó ya que el sistema está diseñado para regular hasta 1,5A

El próximo paso es simular la acción de la batería con una fuente regulable, para poder variar la tensión fácilmente. Para eso se conecta el *jumper* W3, se quita la alimentación de 220V y se simula el *Switch* de encendido con un *jumper* para esta etapa de prueba. Antes de conectar la fuente se procede a medir continuidad entre caminos de alimentación y GND, en busca de posibles cortocircuitos. Se advierte continuidad entre GND y etiqueta 3Y, que corresponde al pin 10 de U5 que comanda el Gate de Q3. Esto no debe ser así. Teniendo en cuenta que la pista que une ambos puntos es larga y cuenta con varios *pads* para pasar de una capa a otra, las posibles fuentes de error son varias por lo que se decidió unir los puntos con un cable soldado y cortar las pistas para evitar el cortocircuito.

Una vez logrado esto, se notó un error en la conexión del comparador con histéresis (U7B). Se corrigió el problema en el PCB cortando algunas pistas y uniendo otras con cables soldados.

Una vez solucionado este problema se verificó el funcionamiento del sistema de gestión de batería. Se verificó que ambas referencias de tensión funcionaban correctamente, aunque entregaban una tensión de referencia de 2,47V en vez de 2,5V.

El siguiente paso fue comprobar el accionar del sistema ante variaciones de tensión. Se inició con el caso de una tensión mayor a la del umbral superior de histéresis, disminuyendo hasta que corte el umbral superior, y luego el umbral inferior. Se evidenció un error de funcionamiento cuando la tensión caía por debajo del umbral inferior de la histéresis, esto producía que se apagara la alimentación del integrado U7.

Para corregir esto se realizaron varias pruebas. Finalmente se agregó un capacitor de 100nF en paralelo a la resistencia de realimentación del comparador con histéresis para eliminar posibles ruidos. Además, se colocó un capacitor de 100 μ F en paralelo a la alimentación del integrado. Esto solucionó el problema.

Se notó además que la tensión de la batería (o fuente en este caso) disminuye a medida que se conecta más carga al circuito. Este efecto genera que cuando el comparador con histéresis cortara por su límite inferior y se apague la alimentación de los componentes de mayor consumo, la tensión de la batería aumentara inmediatamente a tal punto que volvía a activar el comparador con histéresis y la carga. Este efecto generaba un continuo apagado y encendido del sistema. Para solucionar este efecto se reajustó los niveles de histéresis. Esto implicó previamente reducir la resistencia total de realimentación. Se redujo entonces R_{27} de 10 M Ω a 1,2 M Ω . Por otro lado, se fijó Pote4 en 250k Ω .

Luego se modificó el corte inferior de la batería en 4,8V. Este valor se eligió teniendo en cuenta que en el circuito existe una caída de tensión de alimentación desde la batería a la alimentación del circuito de 0,3V aproximadamente (debido a algunos factores como caída en el fusible, por ejemplo), por lo que la batería estaría cortando en 5,1V. Con estas configuraciones el sistema quedó funcionando correctamente, comportándose de acuerdo lo explicado en la etapa de diseño, pero con la consideración de que se modificó el valor de corte inferior a 4,8V. Esto también modifica el umbral superior de corte a 6,1V debido a la naturaleza del comparador con histéresis. La Figura 123 muestra la simulación del comparador con histéresis con los nuevos valores. La curva azul es la tensión de batería, la curva roja es la tensión en el pin no inversor del integrador. La curva verde es la referencia de tensión de 2,5V y la curva marrón es la salida del amplificador.

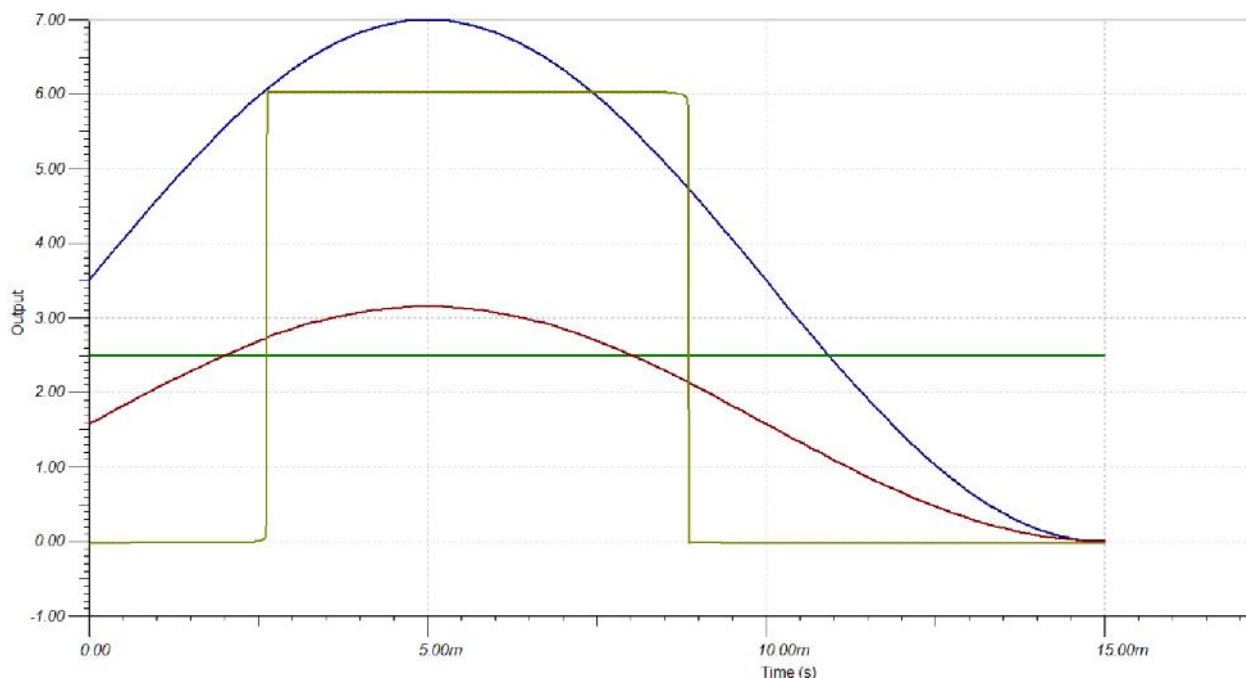


Figura 123: Simulación comparador con histéresis con nuevos valores.

Entonces, las Figuras 86 y 88 presentadas anteriormente se convierten en las Figuras 124 y 125 respectivamente. Se debe mencionar que el bien parece que el nivel inferior de histéresis queda muy próximo en valor al nivel de corte inferior de U7A, una vez que se corta la alimentación de los componentes de mayor consumo la tensión tiende a subir su valor por lo que él la diferencia con el corte inferior de U7A se vuelve mayor.

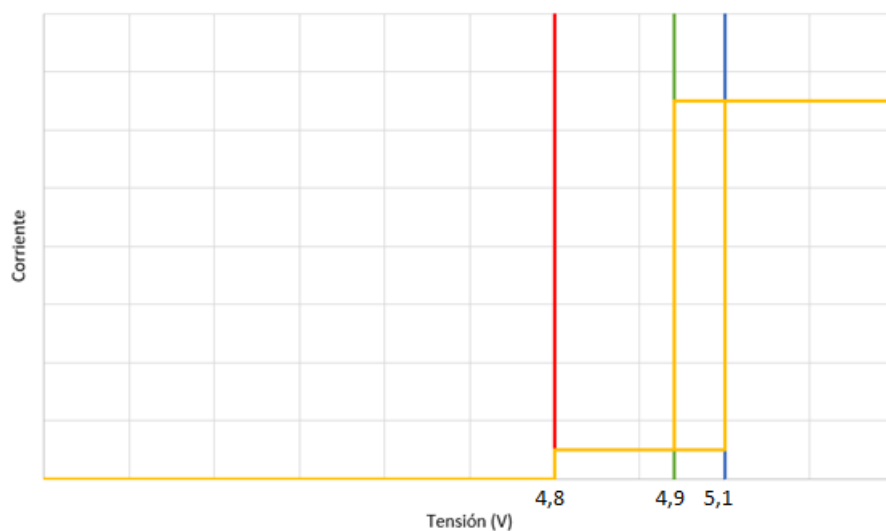


Figura 124: Función del circuito de control de nivel de batería con valores modificados.



Figura 125: Circuito de control de tensión de batería dividido en cuatro zonas con valores de corte modificados.

Una vez verificado el funcionamiento de la etapa de alimentación, se procedió a probar la etapa de comunicación e interfaz con el usuario. Primero se verificaron que no existan cortocircuitos. Luego se energizó el sistema desde la batería, y se verificó que las tensiones de 5V y 3,3V llegaran correctamente a cada dispositivo.

Para probar la conexión básica del microcontrolador se bajó un programa de prueba para prender y apagar el LED 4, manejado por uno de sus periféricos. Esto demuestra que el conexionado básico de alimentación y oscilador externo, así como los pines de comunicación se encuentran bien conectados.

Respecto al Xbee se verificó su funcionamiento básico al conectarlo (luego de ser configurado vía XCTU) al energizarlo y observar cómo los LEDs 3 y 6 se iluminaban de acuerdo a patrones esperados.

La placa Arduino Mega y la pantalla se probaron al conectarse y ver que funcionaban de acuerdo a lo esperado sin inconvenientes.

Para verificar el sistema en general se realizó una prueba integral con dos Nodos implementados previamente en *protoboard*, verificando el correcto funcionamiento de todas sus etapas.

En este punto y respecto a la etapa de diseño se agregó un capacitor C25 de 220 μ F a la salida del MOSFET Q3, debido a que en casos muy particulares al desconectar el sistema alimentado desde la red y con la batería en buen estado de carga el sistema sufría una pérdida de energía casi imperceptible para el ojo humano, pero podía evidenciarse al navegar por la pantalla táctil.

Finalmente, se midieron los consumos de corriente para ajustar los valores de los fusibles. El consumo de corriente máximo desde la batería hacia el resto del circuito es de 330 mA por lo que el fusible F3 a colocar es de 500 mA. Este consumo corresponde al inicio del encendido del sistema cuando se inicializa la pantalla.

El consumo del Xbee para fines informativos sin tener en cuenta los LEDs que maneja es de 43 mA. Este consumo es elevado, pero debe tenerse en cuenta que este módulo no ingresa en su modo de bajo consumo por tratarse del coordinador de la red.

El consumo a la entrada del convertidor para el caso donde se encuentra cargando la batería es de 700 mA, por lo que el fusible a utilizar en F2 es de 2A

Se debe tener en cuenta valores mayores ya que la batería no se encontraba descargada totalmente al momento de realizar las mediciones, por lo que la corriente máxima que puede alcanzar el sistema es mayor a la informada anteriormente. Al momento de realizar la medición la corriente de carga de la batería era de 100 mA. De todas formas, el valor del fusible elegido contempla este caso.

2.5 Diseño de Nodos

En este apartado se describirá el diseño del Nodo. Análogamente a la Unidad Central, el Nodo puede pensarse en un subsistema de carga y gestión de batería que funciona en conjunto con un subsistema que gestiona la comunicación con los sensores de cada Nodo y el envío de información hacia la Unidad Central.

2.5.1 Diseño de *Hardware*

En esta sección se detallará el diseño de la placa del Nodo. El sistema se divide en una etapa de alimentación y una etapa de sensado y transmisión.

2.5.1.1 Alimentación

En este apartado se hará foco en la primera etapa del sistema. La misma comprende principalmente el sistema de gestión de batería. Es importante mencionar que esta etapa es muy similar a la etapa descrita para el caso de la Unidad Central (Sección [2.4.1.1- Alimentación Unidad Central](#)). La estructura de bloques difiere de la Figura 70 únicamente en que el Nodo en esencia no necesita de un segundo regulador de 5V para el resto de componentes para su funcionamiento. Puesto que debe alimentar al microcontrolador y los sensores, el consumo total de estos componentes es suficiente para poder ser manejado por un solo regulador LDO de 5V. En la Figura 126 se muestra el diagrama en bloques de la etapa de alimentación de los Nodos.

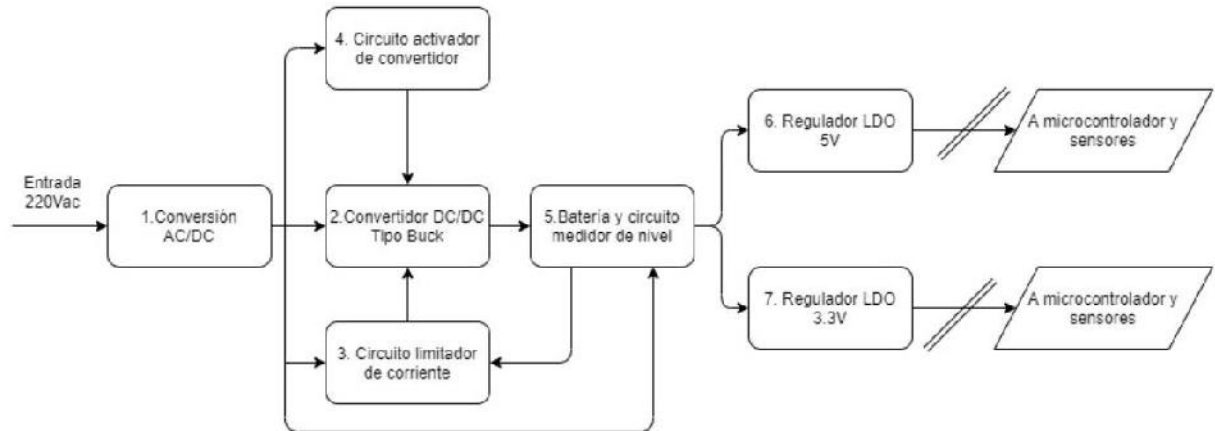


Figura 126: Diagrama en bloques de etapa de carga de batería del Nodo

Sin embargo y como se mencionó previamente, al realizar la placa de los Nodos se tomó como premisa realizar una placa que pueda configurarse para usar a futuro como una Unidad Central. Por este motivo, a la hora de la implementación se podrá observar que la estructura general es idéntica a la de la Unidad Central, salvo por algunos cambios leves como el cableado de sensores. Pero el regulador de 5V que anteriormente se mencionó que no se requería para el funcionamiento de los Nodos se podrá observar en la placa final, al igual que las conexiones necesarias para el resto de componentes de la Unidad Central que no son nombrados en la Figura 126.

Los circuitos eléctricos son los mismos que los presentados en las Figuras 71 y 72. Es por esto que en esta sección no se hará hincapié sobre el diseño de la etapa. El lector puede consultar nuevamente la Sección [2.4.1.1- Alimentación Unidad Central](#) para más información sobre esta etapa. Si se mencionarán algunas diferencias sustanciales respecto a la Unidad Central y algunos cambios realizados luego de los resultados obtenidos en la Sección [2.4.4 – Pruebas y Resultados de Unidad Central](#). En las Figuras 127 y 128 se muestra el circuito nuevamente con las modificaciones realizadas.

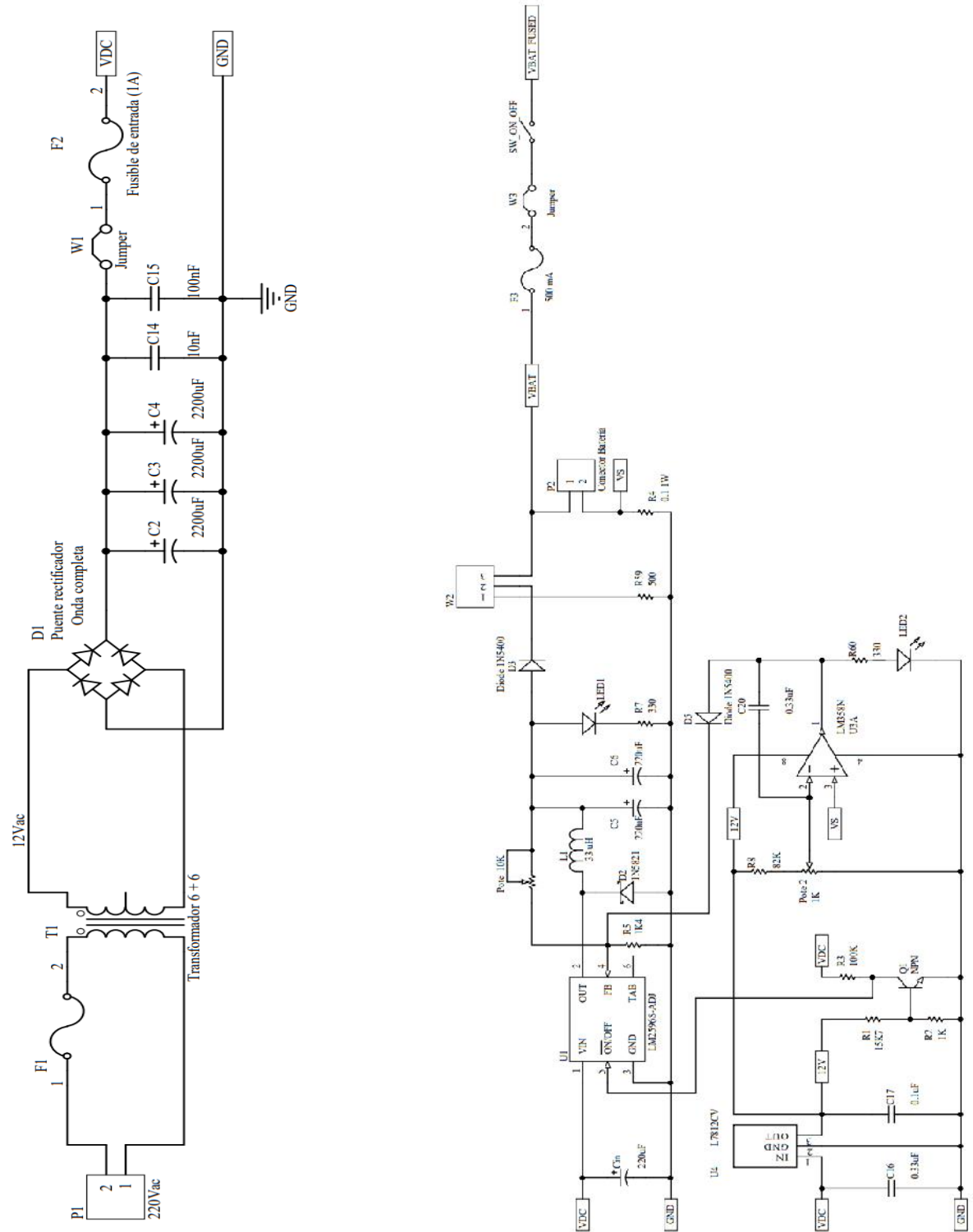


Figura 127: Circuito de alimentación para Nodo (1 de 2).

1. Si bien el consumo del Nodo es menor que el de la Unidad Central, debido a que la placa puede a futuro ser utilizada para la Unidad Central se dejaron tres capacitores en la etapa de conversión AC/DC C2, C3 y C4. A la hora de la implementación no necesariamente se utilicen los tres.
2. En este diseño se decidió unir la funcionalidad de los *jumper*s W2 y W6 en un solo *jumper* W2 de tres posiciones. De esta forma el punto medio del *jumper* W2 (pin 2) se conecta o con la resistencia de ajuste R₅₉ (pin 1) o con la batería (pin 3).
3. Se agregó en la placa un capacitor electrolítico C₂₃ de 220 μ F en paralelo a la entrada de alimentación del integrado U7 y un capacitor C₂₄ de 100 nF en paralelo a la realimentación del comparador con histéresis. Esos cambios se mencionaron en la sección [2.4.4 – Pruebas y Resultados de Unidad Central](#) pero se implementaron en la placa para estar incluido en el diseño.
4. Se agregó un capacitor electrolítico C₂₅ de 220 μ F a la salida del MOSFET Q3 para evitar un apagado accidental al quitar la alimentación de la red en los circuitos. Esto se evidenció en la Unidad Central, pero puede no suceder para los Nodos.
5. Se corrigió un error en el esquemático de la Unidad Central correspondiente al comparador con histéresis. Este error en la Unidad Central debió ser corregido en la placa. Pero no es el caso del Nodo ya que se contempló en el esquemático y por lo tanto en el PCB.
6. Se agregó un *jumper* W8 cuya función es puentear la acción de Q4. Este transistor presentó inconvenientes en la implementación de la Unidad Central, por lo que se puso el *jumper* para inhibir su acción sin comprometer el funcionamiento del circuito.
7. Se quitaron algunas resistencias que se utilizaban en serie para elevar la resistencia total de un arreglo. Al mismo tiempo se modificaron el valor de las otras resistencias que entran en juego para mantener la resistencia total y ahorrar espacio en la placa y componentes.

Para los Nodos se adoptó un enfoque de baterías de uso cíclico. Esto se debe a que, si bien los sistemas tienen la capacidad de funcionar con alimentación de red, la idea principal es la de independizarse de la misma y darle libertad a la hora de ubicar cada Nodo dentro de la estructura del invernadero, garantizando la comunicación con la Unidad Central. De todas formas, el sistema debe ser capaz de cambiar este enfoque cuando el usuario lo requiera.

Respecto a la corriente máxima que debe entregar el transformador, ésta es menor en los Nodos, aunque se utiliza el mismo para la Unidad Central para mantener la posibilidad de utilizar la placa como Unidad Central en un futuro.

2.5.1.2 Sensado y transmisión

En el apartado anterior se presentó el circuito de gestión de batería de los Nodos. En esta sección se menciona qué uso se les da a esas tensiones, así como las conexiones entre microcontrolador y sensores, y microcontrolador y módulo Xbee.

El lector encontrará esta etapa similar a la presentada en la Sección [2.4.1.2 “Comunicación e interfaz con usuario”](#) correspondiente a la Unidad Central, aunque se deben tener en cuenta consideraciones que se mencionarán a continuación, principalmente con la inclusión de los sensores.

La Figura 129 muestra el diagrama de conexión del Atmega328p.

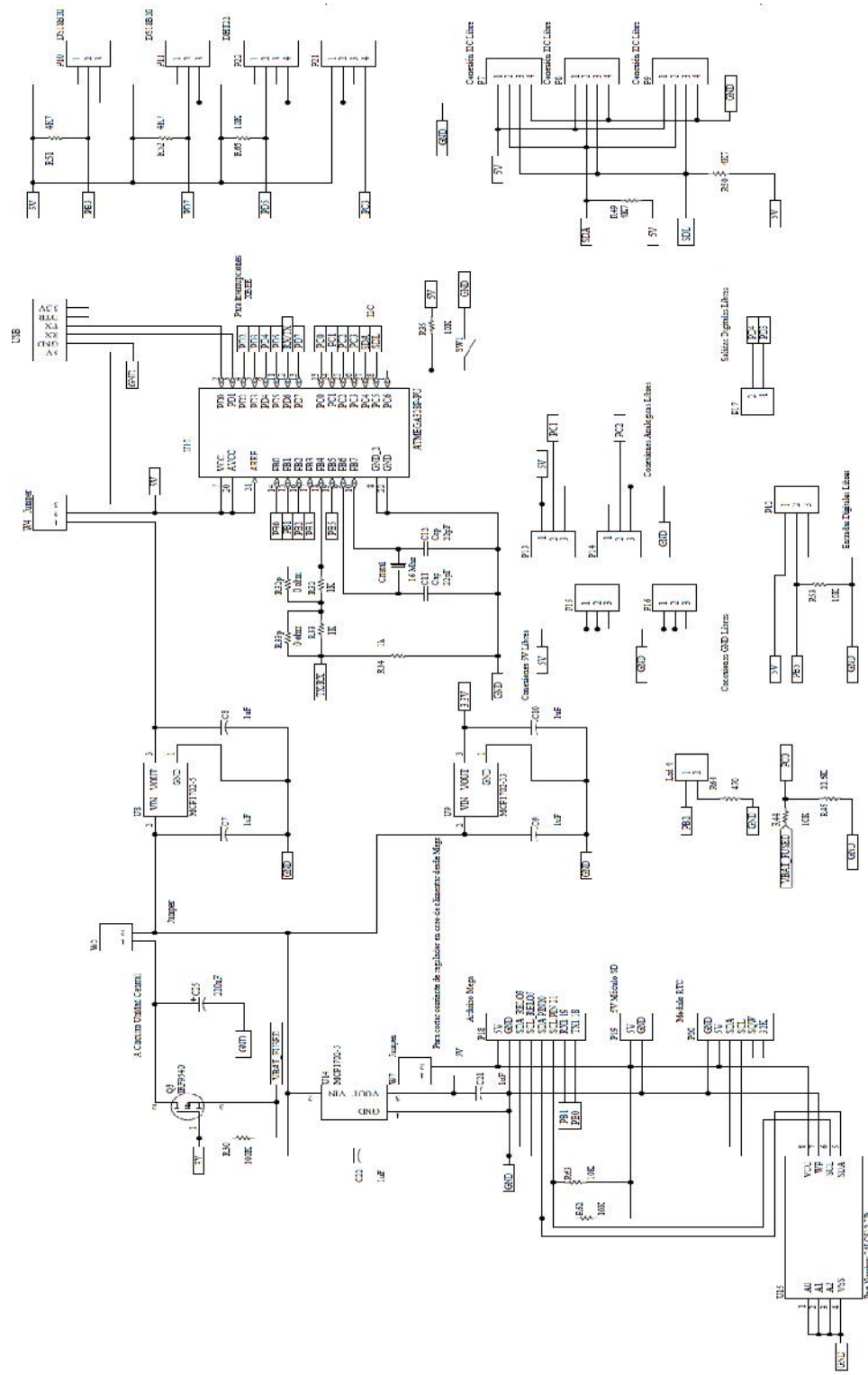


Figura 129: Conexionado del microcontrolador Atmega328p para Nodo.

El microcontrolador hace de interfaz entre los sensores y el módulo *Xbee* de transmisión. Recibe la petición de envío de datos por parte de la Unidad Central y adquiere las señales captadas por los sensores. Luego las envía en una única trama hacia el módulo *Xbee*, el cual se encarga del envío de datos hacia el módulo *Xbee* de la Unidad Central.

El conexionado del microcontrolador se realiza de acuerdo al *pinout* presentado en la Figura 25. El conexionado básico es el mismo para el prototipo II del luxómetro (sección [2.3.5 – Diseño de Hardware prototipo II](#)), por lo que en esta sección no se mencionará.

Una vez realizada la conexión básica para el funcionamiento del microcontrolador, se procede a realizar la conexión de los sensores. Cada sistema de Nodo tiene dos sensores de temperatura, uno para medir la temperatura ambiente y otro para medir la temperatura en el suelo; un sensor de humedad ambiente y un sensor de humedad en el suelo. Cada sensor tiene conexiones diferentes, así como formas diferentes de enviar la información al microcontrolador. En la sección [2.2.2 Sensores](#) se presentaron los sensores a utilizar, junto con su conexionado y los protocolos de comunicación que utilizan para comunicarse.

Los sensores comparten la misma alimentación que el microcontrolador, así como la tierra. Los pines de datos se conectan directamente a pines digitales para los casos de sensor de temperatura ambiente, temperatura en el suelo y humedad ambiente, y pines analógicos para el sensor de humedad en el suelo.

Para los sensores de temperatura en este trabajo se utilizó el DS18B20 de *Dallas semiconductor*. Este sensor en su encapsulado TO-92 tiene 3 pines, tal cual se detalló en la Figura 10. El pin 1 es la tierra GND que se conecta a la tierra común del Nodo. El pin 3 es la alimentación del integrado, el cual se alimenta de la salida del regulador LDO MCP1702-5V, referenciado como U8. Por último, el pin 2 es el pin de datos bidireccional, donde se envían y reciben datos. Para la correcta comunicación con el microcontrolador se debe mantener el pin 2 a +5V a través de una resistencia *Pull up* de 4k7Ω. El dato se envía de forma digital a través de un tren de pulsos bajo el protocolo *1-wire*.

El Atmega328p en principio no tiene pines asignados para comunicación *1-wire*. Sin embargo, el proveedor del sensor brinda librerías para adaptar los pines del microcontrolador al protocolo a través de la interpretación de los datos vía *software*. Se necesita entonces de estos archivos para poder lograr la comunicación. La librería permite asignar cualquier pin digital tanto PWM como no como el pin de datos para el protocolo *1-wire*. En este caso se eligieron los pines 13 y 17. Un detalle importante a mencionar es que el protocolo permite conectar varios dispositivos en paralelo utilizando los mismos cables. Es decir que con una única línea de datos se puede comunicar los dos sensores. Sin embargo, esto supone un aumento en el grado de complejidad del manejo la información desde el código. Además, en este caso puntual donde sólo hay dos sensores y hay pines digitales del microcontrolador sin uso se decidió individualizar los buses de comunicación *1-wire*, utilizando un pin digital para cada bus de comunicación. El dato obtenido se recibe en dos *bytes*, uno de ellos da la parte decimal del valor de temperatura medido, mientras que el *byte* siguiente da el valor decimal de la temperatura. El microcontrolador se encarga de transformar estos dos *bytes* en el valor de temperatura sensado.

Para medir el sensor de humedad ambiente se utilizó el sensor DHT22. Este sensor también mide la temperatura ambiente, aunque se lo utilizará únicamente para medir la humedad. El *pinout* del sensor se ve en la Figura 14. El sensor se alimenta con los 5V provistos por el regulador LDO. El pin de GND se conecta a la tierra general del sistema. El pin de DATA se conecta a cualquier pin digital (ya sea PWM o no).

Al igual que el DS18B20, el DHT22 tiene su propio sistema de comunicación bidireccional a través del pin de DATA. Para lograr la correcta comunicación, se debe conectar una resistencia *Pull-Up* de 10 k Ω entre el pin DATA y el pin de VCC. Esta resistencia se referencia como R₄₃ en el esquemático del Nodo.

Por otro lado, la comunicación con el microcontrolador se logra también a través de una librería específica que provee el fabricante. Esta librería funciona para cualquier pin digital. En este caso se conectó en el pin 12 del Atmega328. El dato del sensor se obtiene de forma digital también como un tren de pulsos.

Por último, para el sensor de humedad en el suelo se utilizó una sonda resistiva en conjunto de un módulo conversor de resistencia a tensión. La Figura 15 muestra el sensor en cuestión.

La sonda resistiva genera una resistencia variable de acuerdo a la humedad que registra en sus pistas. Esa resistencia ingresa al módulo anexo el cuál convierte a través de un amplificador a una tensión entre 0 y 5V. Ésta es la señal analógica que provee el sensor.

El módulo provee dos tipos de salidas, una analógica y una digital. Como ya se mencionó, la señal digital no se utiliza por lo que se utilizan los pines de la alimentación, GND y la señal analógica de salida. Ésta última se debe conectar en los pines 23 a 28. Se conectó en este caso al pin 26 del microcontrolador.

Este sensor no requiere de librerías para su funcionamiento. Se debe convertir el valor entregado por el ADC a valores de humedad. Para esto se debe conocer los valores límite del sensor (0% y 100%) y los valores que el ADC convierte para estos casos. Luego se establece una relación lineal con estos dos puntos. Finalmente, cualquier valor intermedio entregado por el ADC puede transformarse a un valor de humedad través de la relación lineal.

Además de los sensores de las variables, se implementó la medición del nivel de tensión de la batería a través de un divisor resistivo. Este valor ingresa al pin analógico 23 del microcontrolador. El divisor resistivo está calculado para que el caso de máxima tensión de batería, que es 7,2V, la salida del divisor resistivo de 5V. La relación entre entrada y salida es entonces de 0,694 veces. El divisor se implementó con las resistencias R₄₄ y R₄₅ del esquemático, y la relación entre ellas es $R_{45} = 2,272R_{44}$. Adoptando R₄₄ = 10k Ω se obtiene que R₄₅ = 22,72 k Ω . Este nivel se puede utilizar para dar aviso desde la Unidad Central que es necesario recargar la batería de algún Nodo.

En el circuito se agregó un LED alimentado por una de las salidas del microcontrolador con el fin de indicar visualmente el funcionamiento del microcontrolador en el Nodo. Este corresponde al LED 4 del circuito. EL mismo es alimentado por el pin 16 del Atmega328p, configurado como salida digital.

En este apartado no se hará mención del detalle de las conexiones relacionadas al Xbee puesto que son iguales a las conexiones del Nodo, que fueron descritas en detalle en la sección [2.4.1.2 “Comunicación e interfaz con usuario”](#).

El resto de pines libres del microcontrolador se conectan a conectores para ser utilizados en un futuro. Se proveen además conexiones libres de 5V y GND con el mismo fin.

Como se mencionó anteriormente, en la placa del Nodo se dejan las conexiones relacionadas a la Unidad Central que están resumidas en la Figura 96, aunque no se utilicen para el caso del Nodo.

Para más información respecto a las conexiones del microcontrolador en esta etapa dirigirse a la Sección [2.4.1.2 - Comunicación e interfaz con usuario](#).

2.5.2 Diseño de *Software*

2.5.2.1 Configuración de *Xbee* Nodo

En la sección [2.4.1.2 - Comunicación e interfaz con usuario](#) se mencionó la configuración del módulo *Xbee* para el caso del módulo utilizado como coordinador en la Unidad Central. En este apartado se mencionará de forma análoga la configuración para los Nodos. En este caso, los *Xbee* se comportan como *End devices*. Respecto a los *end devices*, se deben configurar los parámetros básicos de comunicación como **DH**, **DL** e **ID**, ya presentados en la sección [2.4.1.2 - Comunicación e interfaz con usuario](#). En este caso los parámetros **DH** y **DL** para los *end devices* contendrán la dirección MAC del dispositivo que oficie como coordinador. La dirección **ID** debe ser la misma que la que se configure en el coordinador, para que los dispositivos se unan a la misma red. También se deben establecer los valores relacionados a la comunicación serie. Los parámetros **BD**, **NB** y **SB** se configuraron de la misma forma que para el coordinador.

Además, los *end devices* tienen parámetros configurables para poder gestionar de forma correcta el modo *sleep*. El modo *sleep*, o la capacidad de un módulo *Xbee* de dormirse, permite apagar la antena del módulo, reduciendo su consumo notablemente. No obstante, y como se explicó previamente, durante el período donde el dispositivo se encuentra durmiendo no puede recibir ni enviar mensajes hasta que se despierte. Es por ello que los *End devices* se comunican directamente con un dispositivo padre, como un *Router* o un Coordinador, dispositivos que no pueden entrar en este modo. Cuando un *End device* se despierta encuesta a su dispositivo padre en busca de mensajes disponibles. En cualquiera de los casos, el dispositivo padre responde con un mensaje *ACK* (en el nivel de la MAC) para confirmar o no la existencia de mensajes almacenados para el *End device*. La Figura 130 ilustra este proceso.

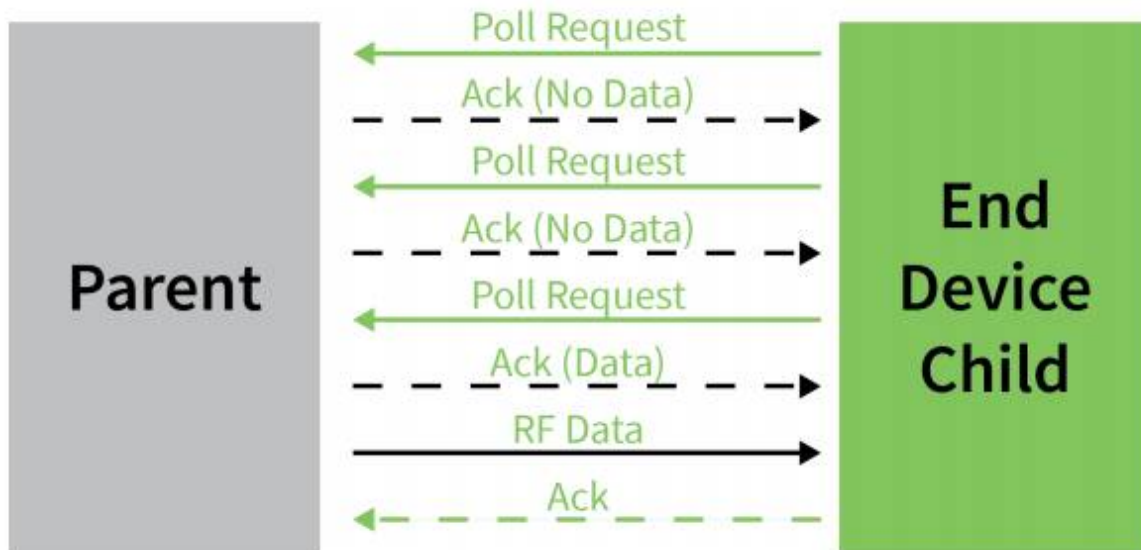


Figura 130: Proceso de encuesta desde *End device (Child)* a dispositivo padre (*Parent*).

Extraído de “*Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide*”. DIGI International.2018.

Si el *Parent* tiene información para el *End device*, entonces este último permanece despierto, caso contrario apaga su antena y vuelve a dormir.

Es importante aclarar que los módulos *Xbee* tienen un *Buffer* de almacenamiento de tramas de información. Este buffer está pensado para un almacenamiento temporario de tramas. Para un manejo eficiente de las mismas y evitar desbordes del *buffer*, los módulos guardan paquetes de información en su *buffer* por 30 segundos. Pasado este tiempo, la trama se descarta y debe ser reenviada para poder entregarla al *End device*. Este dato es de importancia para los cálculos a realizar a continuación para configurar el modo del *Xbee*.

Los parámetros a tener en cuenta respecto al modo de bajo consumo para un *End device* son los siguientes:

- **SM** (*Sleep Mode*): Los dispositivos *Xbee End device* soportan tres formas diferentes del modo. El parámetro **SM** indica cómo va a funcionar esta característica. Los modos son:
 - ✓ *Pin Sleep*
 - ✓ *Cyclic Sleep*
 - ✓ *Cyclic Sleep with pin wake-up*

Pin Sleep permite a un microcontrolador externo determinar cuando el *Xbee* duerme y cuando debe despertarse. Esto se hace a través del pin *Sleep_RQ* del módulo (pin 9). Por otro lado, *Cyclic Sleep* permite configurar los ciclos de modo *sleep* y los períodos cuando se despierta a través de comandos AT, configurables desde el XCTU. *Cyclic Sleep with pin wake-up* es una combinación de los dos modos anteriores.

En estos modos, los *End device* encuestan a su dispositivo padre cada 100ms mientras se encuentran despiertos para recibir la información. Al enviar la encuesta, el *End device* habilita su receptor con el fin de recibir el **ACK** por parte del dispositivo padre. Generalmente existen 10ms

desde que se envía la solicitud de encuesta hasta que se recibe el ACK. Si el ACK indica que hay información pendiente para el *End device*, éste deja su receptor encendido. Caso contrario, apaga el receptor y entra en un modo *Idle* (modo temporario entre ciclos de encuesta) para minimizar el consumo, hasta la próxima encuesta, o hasta que vuelva a dormirse.

Una vez que el dispositivo entra en modo *Sleep*, el pin *On/Sleep* (Pin 13) se pone en estado BAJO para indicar que el dispositivo entró en modo *Sleep*. Si se está usando el pin de asociación (utilizado comúnmente para comandar un LED), éste también se pone en BAJO, con el fin de evitar consumos de energía por parte del pin. El pin *Sleep_RQ* está configurado como activo BAJO por lo que un dispositivo externo debe poner esta entrada como BAJO para despertar el *Xbee*. Cuando el *End device* se despierta, pone en ALTO el pin *On/Sleep*, y activa el pin de asociación.

El parámetro **SM** se estableció en la opción 4, que permite periodos cíclicos de estado de bajo consumo adaptables a las necesidades de la aplicación. Los *End devices* entonces se despertarán periódicamente en intervalos determinados para consultar al coordinador si hay peticiones de relevamiento de datos. Estos tiempos se modifican teniendo en cuenta los parámetros que se mencionan a continuación.

- **ST (Sleep Timer) Wake time (until sleep):** Cuando el *Xbee* se configura en modo *Sleep* (comando **SM**=4 o 5), si el dispositivo recibe información tanto por puerto serie como de radiofrecuencia, entonces éste sale de su modo de bajo consumo y al mismo tiempo dispara internamente un *timer* llamado *time until sleep* o *Sleep Timer*. Este reloj determina el tiempo en el cual el dispositivo está despierto antes de volver a su estado de bajo consumo. El valor del *timer* se puede configurar a través del comando **ST**. Cualquier información recibida resetea este *timer*. Mientras el dispositivo está despierto, envía solicitudes de encuesta cada 100 ms para verificar si el dispositivo padre tiene información para él, como se explicó anteriormente. El dispositivo vuelve a modo *Sleep* cuando el *Sleep Timer* expira, o si recibe un comando SI. La Figura 131 ilustra lo explicado recientemente.

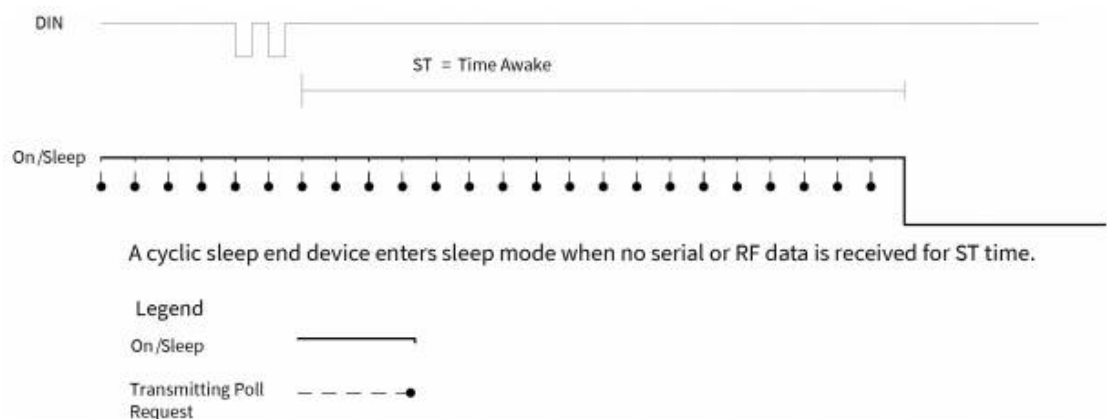


Figura 131: *Sleep Timer period.*

DIN representa la llegada de mensajes. ST se reinicia cada vez que llega un mensaje. Cuando no llega mensajes durante un tiempo igual a ST, el pin *On/Sleep* pasa a estado BAJO y el dispositivo entra en modo de bajo consumo. Extraído de “*Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide*”. DIGI International.2018.

- **SP (Sleep Period):** Configura el tiempo de *Sleep* del módulo. Admite valores en formato hexadecimal desde 0x20 - 0xAF0. Estos valores son afectados internamente por un multiplicador de 10 ms, por lo que 0x20 equivalen a 320 ms y 0xAF0 equivalen a 28,000 ms (28 segundos).
- **SN (Sleep N Cycles):** Es un multiplicador de períodos *Sleep*. Se utiliza para extender el tiempo total del *Xbee* en modo *Sleep* o para manejar el pin *On/Sleep*. Admite valores de 1 a 0xFFFF.
- **SO (Sleep Option):** Define el comportamiento del dispositivo en modo *Sleep*. SO= 0x02 indica que el *Xbee* se despierte siempre para todo el periodo ST. SO=0x04 habilita un modo *Sleep* extendido.

El parámetro SO da lugar a dos opciones de funcionamiento del modo *Cyclic Sleep*. Por un lado, existe el modo *Short Cyclic*, donde el comportamiento del *Xbee* es definido por los parámetros **SP** y **SN**. El parámetro **SO** debe establecerse en 0x00 o 0x02. En este modo, el *Xbee* permanece en un modo de bajo consumo hasta que el *timer SP* expire. Luego el *Xbee* envía una solicitud de encuesta a su dispositivo padre para ver si tiene información para él. Como el *Router* y el Coordinador pueden almacenar información hasta 30 segundos, el valor máximo de **SP** (28 segundos) permite al *End device* encuestar regularmente al dispositivo Padre sin riesgo de perder la información. Si el Padre tiene información para el *End device*, entonces éste se despierta, el *timer ST (Sleep Timer)* comienza a contar y el *End device* continúa encuestando al *Xbee* Padre cada 100 ms en busca de mensajes. Si el *End device* se despierta y se encuentra con que no hay información para él, entonces vuelve a dormir inmediatamente. El fabricante recomienda ajustar siempre el parámetro SP en los coordinadores y *Routers* con el mismo valor que se use para los *End devices*, esto es para asegurar que los tiempos de transmisión de los paquetes, así como los tiempos de retransmisión queden alineados correctamente.

En este modo el parámetro **SN** se usa para controlar cuando el pin *On/Sleep* pasa a estado ALTO. Si **SN**=1, entonces el pin *On/Sleep* se pondrá en alto cada vez que el *Xbee* despierta del modo *Sleep*. Si **SN**>1, el pin *On/Sleep* se activará cuando se reciba señales de RF, o cuando se cumplan SN ciclos de *Sleep*. La Figura 132 ilustra el funcionamiento de los comandos **ST** y **SN**.

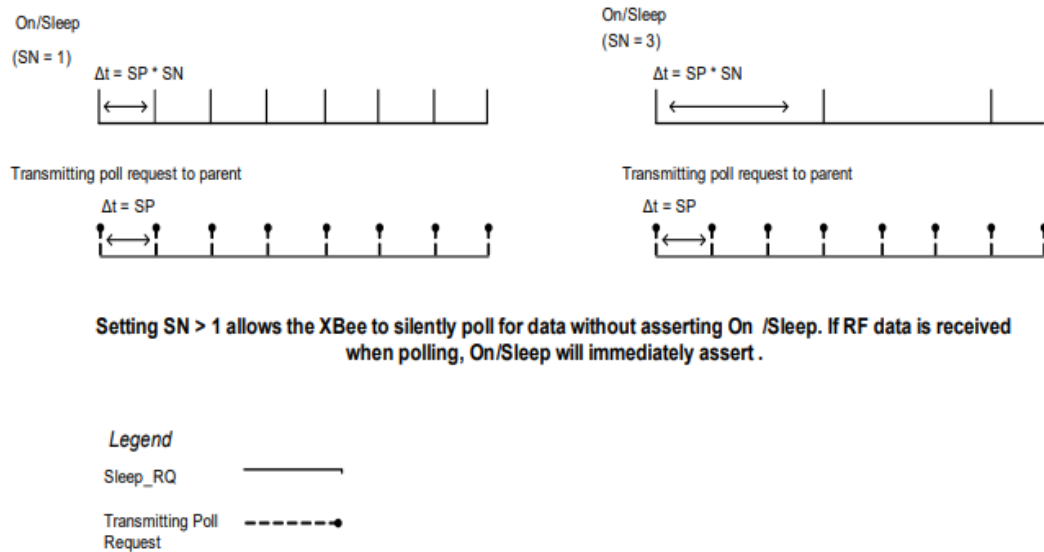


Figura 132: Comandos SN y SP manejando los tiempos de encuesta y pin *On/Sleep* del Xbee para el caso de SN=1 y SN=3.

Extraído de "Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide". DIGI International.2018.

Existe un segundo modo de operación llamado *Extended cyclic*. En este modo de operación, el *End device* puede dormir por múltiplos de **SP** (a diferencia del modo *Short cyclic*), Ahora el tiempo total es igual a **SP*SN**. En este caso el parámetro **SO** debe configurarse con el valor hexadecimal 0x05.

En este modo se debe tener en cuenta de que ahora el *End device* puede no enviar solicitudes de encuesta por más de 30 segundos, por lo que la información del Coordinador o *Router* se perdería. Entonces, en este modo el *End device* debe avisar de alguna forma al dispositivo Padre que se ha despertado, para que luego se envíe información hacia el *End device*. Es decir que la transmisión no se hace mientras que el *End device* duerme, sino que se hace una vez que se despierta. Esto disminuye el consumo del módulo Xbee, pero ahora es el dispositivo Padre que actúa de forma pasiva en la red.

Para esta aplicación se utilizó el modo *Short Cyclic*. Si bien esto contradice la primicia inicial de minimizar el consumo del Nodo, este modo por un lado facilita el código de programación del lado del coordinador. Además, y aún más importante, es que en este modo el Coordinador (dispositivo Padre de todos los *End devices*) es el que maneja las peticiones de información a cada Nodo. Como se mencionó anteriormente en la sección [2.1 Principio de funcionamiento de los sistemas](#), si cada Nodo fuera responsable de dar aviso al Coordinador cuando se despierta, para el funcionamiento del sistema implicaría una coordinación perfecta entre los Nodos. Cualquier desfase entre ellos darán mediciones tomadas en tiempos diferentes, siendo no representativos del comportamiento real de las variables del invernadero. Esto no sucede en el coordinador, que toma las mediciones de forma secuencial en el menor tiempo posible.

Entonces la configuración final de los parámetros relacionados a las opciones de bajo consumo del *End device* quedan de la siguiente forma:

ST = 0x1338. Equivale a 5s. Este tiempo es el tiempo que tiene el Nodo para procesar la información de los sensores y enviarla al coordinador, antes de que el módulo *Xbee* se apague. Este tiempo es suficiente para la realización de toda la operación.

SO=0x02. Esta opción habilita a los *End devices* a operar en modo *Short Cyclic*.

SP= 0x7D0. Este valor equivale a 2000 en decimal. Internamente el parámetro se multiplica por 10 ms, dando en total 20 s. Este es el tiempo en que el Nodo permanece en modo de bajo consumo hasta que se despierta para consultar al dispositivo Padre si tiene información para él.

SN=3. Al estar en modo *Short Cyclic*, este parámetro en conjunto con **SP** determinan cuando se despierta el Nodo indefectiblemente de si tenga información o no. Este tiempo queda definido por **SP*** **SN** como se explicó anteriormente.

Entonces cada dispositivo *Xbee* se despierta cada 60 segundos, es decir, 1 minuto. Luego cada Nodo permanece con su módulo despierto durante 5 segundos (de acuerdo a **ST**) para luego volver a dormirse. El coordinador de la Unidad Central por su parte enviará cada 15 minutos en principio la petición de datos a cada Nodo. Enviaré de forma secuencial, uno por uno la petición, almacenando el mensaje en su *buffer* durante 20 segundos. Si el *End device* del Nodo se despierta en este tiempo, encuesta al Coordinador si tiene información para él y la recibe, permanecerá despierto por 5 segundos. Durante este tiempo el Nodo debe poder relevar los datos de todos los sensores, procesarlos y enviarlos de nuevo al dispositivo *Xbee* del Nodo, que finalmente lo enviará al Coordinador. Luego su *timer ST* se reinicia, al mismo tiempo de que comienza el conteo del *timer SP*. Si ahora se cumple el tiempo de **SP** y el *End device* tiene datos almacenados por parte del Coordinador inmediatamente vuelve a su estado *Sleep*, el *timer SP* se reinicia y comienza su conteo nuevamente. En el caso de que se cumplan 3 de estos ciclos sin información, debido al ajuste e **SN** el dispositivo *Xbee* del Nodo se despierta automáticamente y permanece en este estado por 5 segundos. Luego vuelve a su estado de bajo consumo. Esto permite saber si el módulo está operando correctamente al saber que está despertando automáticamente.

Del lado del Coordinador al enviar una trama de mensaje hacia un *End device*, el mensaje se borra del *buffer*. Si no se recibe durante el tiempo **SP** una petición de encuesta por parte de un Nodo, el mensaje se descarta por *timeout*. Este proceso sucede con cada Nodo de la red, de forma secuencial.

Un dato no menor es que el coordinador como se mencionó anteriormente debe tener el mismo valor de **SP** que el *End device*, por lo que se debe configurar su valor a 0x7D0.

2.5.2.2 Flujoograma de procesos

En este punto ya se habló de cómo funcionan los módulos *Xbee* tanto para los Nodos como para la Unidad Central. Se establecieron los parámetros principales de comportamiento del *Xbee*, así como la configuración de comunicación serie con el microcontrolador. En este apartado se detallará cómo es el proceso de acciones que se llevan a cabo en el Nodo, principalmente en el *Xbee* y en el microcontrolador, desde el momento en que se recibe una solicitud de sensado hasta que se envía la información. Para ello, en la Figura 133 se muestra un flujoograma de procesos del Nodo. En el mismo se observa la leyenda con el significado de cada símbolo del mismo.

NODO

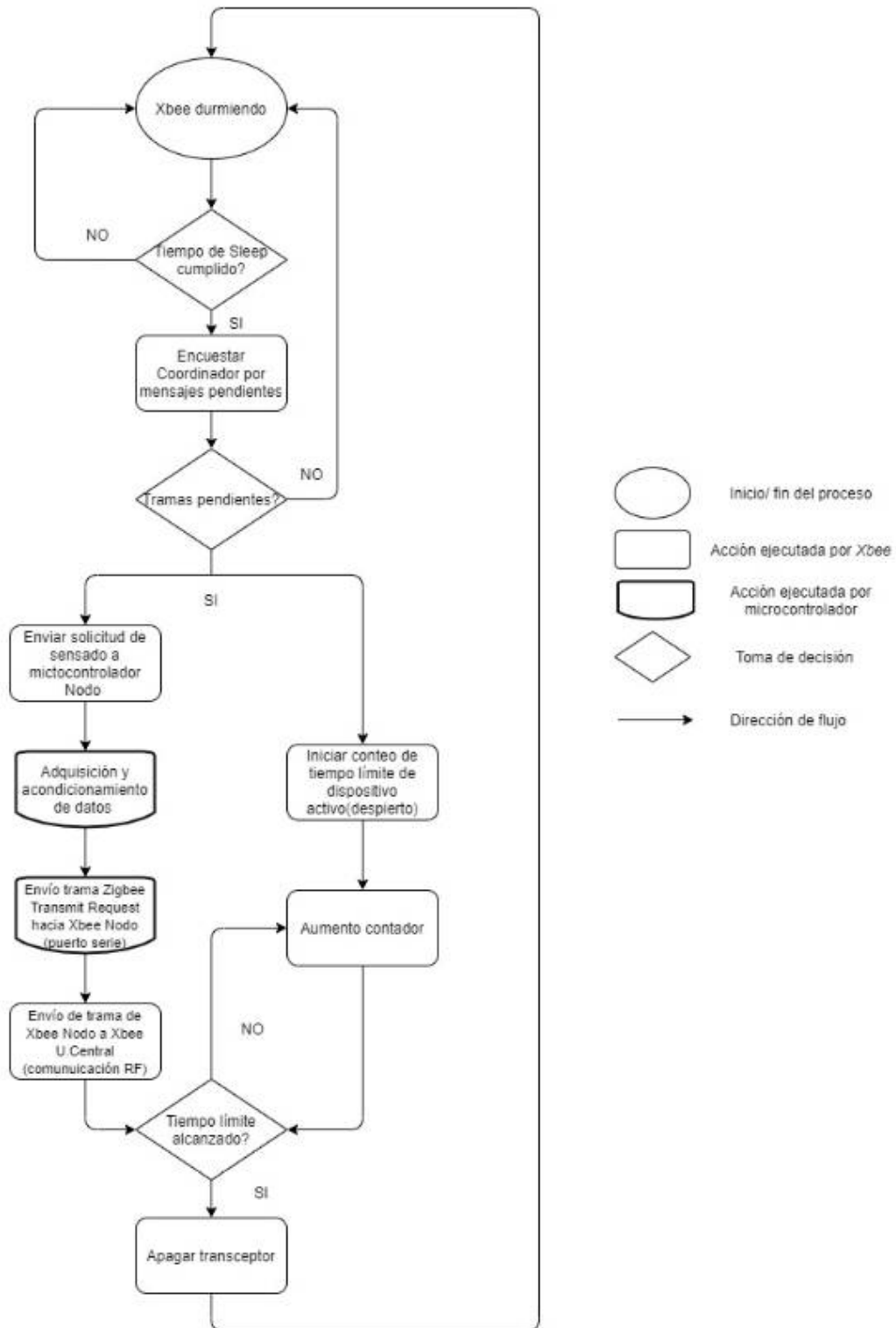


Figura 133: Flujograma de Nodo.

En el Flujograma se ven las acciones del microcontrolador y del Nodo, que son los elementos principales del mismo. El proceso es cíclico, ya que vuelve a su punto de inicio. Como se mencionó en la sección [2.5.2.1 Configuración de Xbee Nodo](#), el módulo se mantiene en un modo de bajo consumo (modo *Sleep*) y periódicamente enciende su antena para comunicarse con el coordinador de la red *Zigbee* para consultar si hay información para él. De no necesitar información el módulo vuelve a su estado de bajo consumo. Caso contrario el módulo pasa a un estado activo donde todas sus funcionalidades son activadas. El dispositivo *Xbee* estará en este modo durante un tiempo determinado, controlado por un contador interno y programable por el usuario. Cuando este tiempo se cumpla, el dispositivo resolverá el envío y recepción de tramas que estén pendientes y luego volverá a su modo *Sleep*, hasta que se solicite una nueva petición de datos por parte del Coordinador. En este tiempo donde el módulo *Xbee* está activo, el microcontrolador debe poder recolectar la información de los sensores del Nodo, acondicionar la información y enviar al módulo *Xbee* del Nodo la información en forma de trama API. Estas acciones son llevadas a cabo por el microcontrolador en pocos segundos. La trama API generada por parte del Nodo hacia la Unidad Central (Coordinador) es la *Zigbee Transmit Request*, cuyo formato se ve en la Figura 105.

Una vez que el microcontrolador finaliza las tareas, queda a la espera de una petición de datos por parte del *Xbee* del Nodo, que sucederá cuando la Unidad Central lo solicite. Respecto al *Xbee* del Nodo, una vez que reciba la trama API con la información de los sensores por parte del microcontrolador a través del puerto serie, la reenvía de forma inalámbrica al módulo *Xbee* de la Unidad Central. Finalmente, el Nodo queda a la espera de que se cumpla el tiempo del contador que lo mantiene en su estado activo, para luego volver a su estado de bajo consumo. El proceso se repite cada vez que la Unidad Central pida datos al Nodo.

2.5.3 Adaptabilidad de placa a Unidad Central

Habiendo definido ya las características de *hardware* y *software* que caracterizan al Nodo, resta mencionar como adaptar la placa si se quiere utilizar a futuro la misma para la Unidad Central. Se deben tener en cuenta estos puntos.

- 1- En la Unidad Central la batería en principio funciona como respaldo, por lo que su uso es de flote, mientras que en los Nodos la batería se utilizará como principal fuente de alimentación, por lo que el uso es cíclico. Cada modo de batería tiene tensiones de carga diferentes, por lo que se debe ajustar este valor dependiendo el caso con el potenciómetro **Pote**.
- 2- El fusible F3 para el Nodo debe ser de 250 mA mientras que para la Unidad Central debe ser de 500 mA.
- 3- Se debe programar el microcontrolador Atmega238p con el código para la Unidad Central o para el Nodo, ya que ambos son diferentes.
- 4- Se debe programar el módulo *Xbee* como coordinador para el caso de la Unidad Central o como *End device* para el caso del Nodo. Los parámetros de configuración son los mencionados en las secciones [2.4.2.1- Configuración de Xbee Unidad Central](#) y [2.5.2.1 Configuración de Xbee Nodo](#).
- 5- En el caso de utilizar el circuito como Nodo, el *jumper* W7 no es necesario que esté conectado. Si se debe conectar para usar la placa como Unidad Central.
- 6- Los conectores relacionados a los sensores quedan libres en la Unidad Central y sin uso.

2.5.4 Implementación de Nodo

En esta sección se detallará la implementación física y montaje del Nodo. Se desarrolló el diseño de la sección [2.5.1 Diseño de hardware](#) en una placa experimental tipo *Protoboard* para verificar el correcto funcionamiento del sistema en su integridad. Una vez logrado este primer paso, se volcó el diseño en un esquemático para su posterior implementación en PCB. Al igual que el luxómetro y la Unidad Central, se utilizó un programa de diseño de circuitos impresos para realizar ambas tareas. El circuito diseñado es el que ya se presentó en las Figuras **127**, **128**, y **129**.

El diseño del PCB se puede observar en las Figuras **134**, **135** y **136**. La primer Figura es la placa finalizada con el plano de masa de la capa superior, la segunda Figura es la placa finalizada con el plano de masa de la capa inferior. La tercer Figura es la placa sin planos de masas, con el objetivo de poder visualizar las pistas. Las pistas de color rojo corresponden a las de la capa superior, mientras que las pistas de color azul se encuentran la capa inferior.

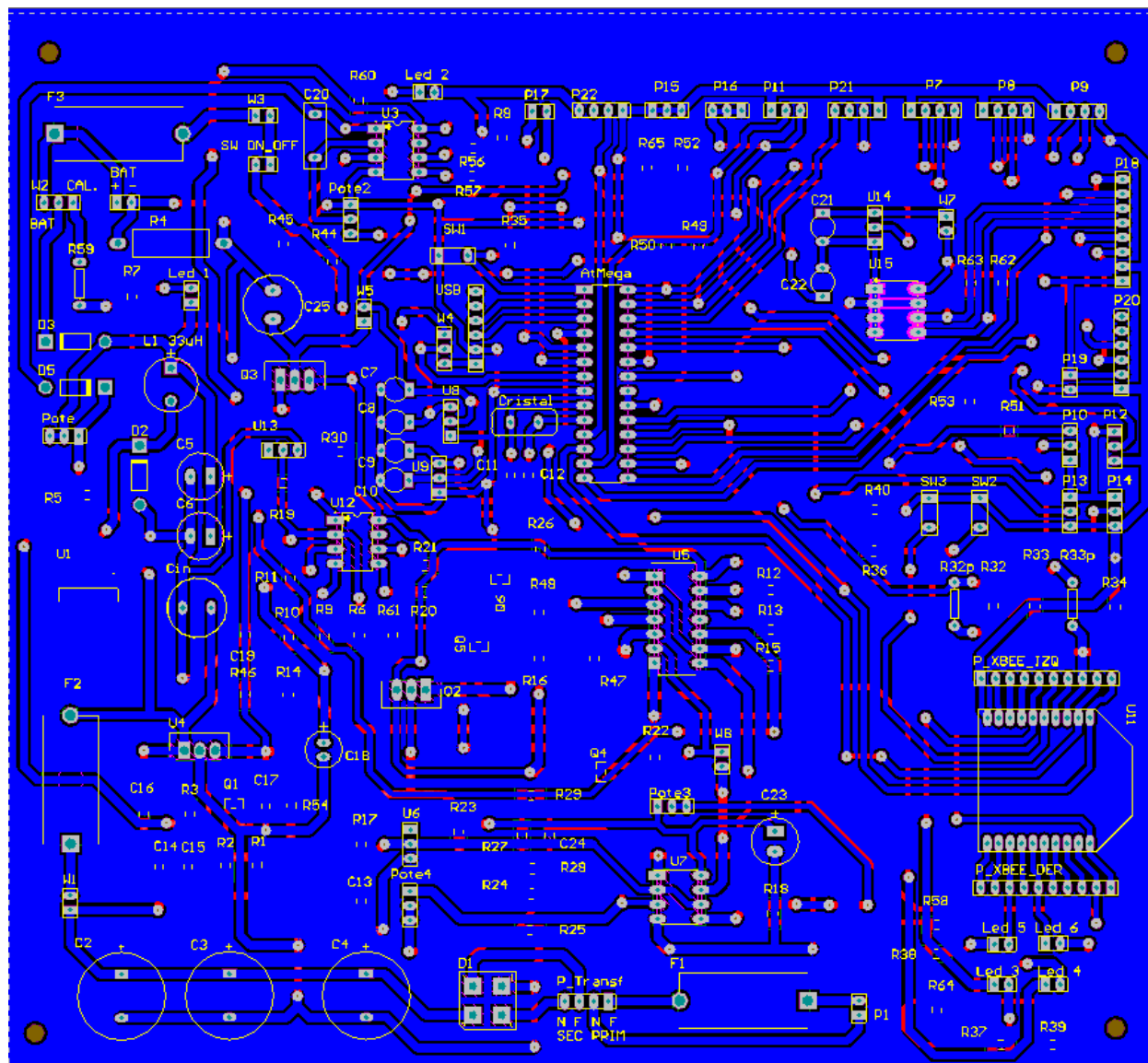


Figura 135: PCB de Nodo con plano de masa de capa inferior.

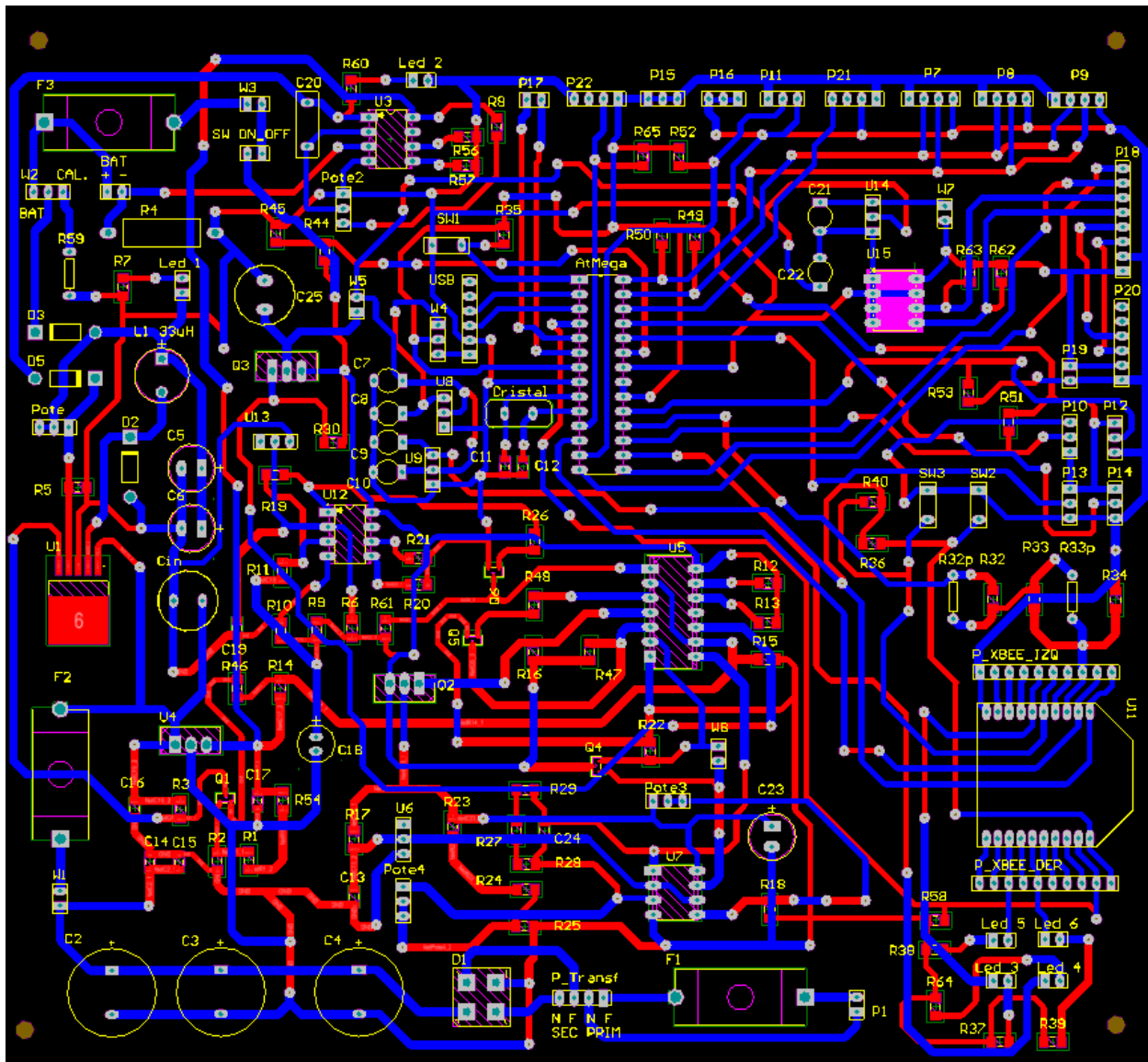


Figura 136: PCB de Nodo sin planos de masa.

El diseño final de la placa del Nodo al igual que el diseño es muy similar a la Unidad Central. Se han realizado pequeños cambios respecto a la Unidad Central que se enumeran a continuación.

1. Se eliminó el *jumper* W6 y se reemplazó el *jumper* W2 por uno de tres posiciones. Como W2 y W6 se utilizaban en la Unidad Central de forma opuesta (cuando se cerraba W2 se abría W6 y viceversa) se decidió agrupar ambos en un único *jumper* W2 cuyo punto central es la salida que conmuta con cada una de las posibles entradas, no siendo posible conectar ambas al mismo tiempo.

2. Se eliminó el capacitor C1 ya que no se utilizó en la Unidad Central, por lo que se quitó para tener más espacio en la placa. Los tres capacitores de 2200 μF son suficientes para el correcto funcionamiento del sistema en el caso de máximo consumo posible.
3. Se agregó un capacitor C₂₅ de 220 μF y 25V. entre el *drain* y GND del MOSFET Q₃. Esto es para evitar transitorios pequeños donde el sistema se apaga debido a quitar la alimentación de red del sistema. El capacitor cargado al momento de que esto pase alimentaría los reguladores, evitando que el sistema sufra un apagado no deseado.
4. Se agregaron dos capacitores C₂₃ y C₂₄
5. Se eliminaron L_{X1} y L_{X2} que se decidieron no eran de interés para el nuevo diseño.
6. Se agregaron dos resistencias R_{32P} y R_{33P} cuya función es, en caso de ser necesario, conectar un cable entre sus terminales para hacer de puente y anular el efecto de R₃₂ y R₃₃ respectivamente. Esto se tomó como precaución en caso de tener que reajustar el divisor resistivo una vez montada la placa, para dar más versatilidad a la hora de conformar el mismo.

El resto de los componentes se mantuvieron iguales respecto a la placa de la Unidad Central.

La placa impresa se puede observar en la Figuras 137 y 138.

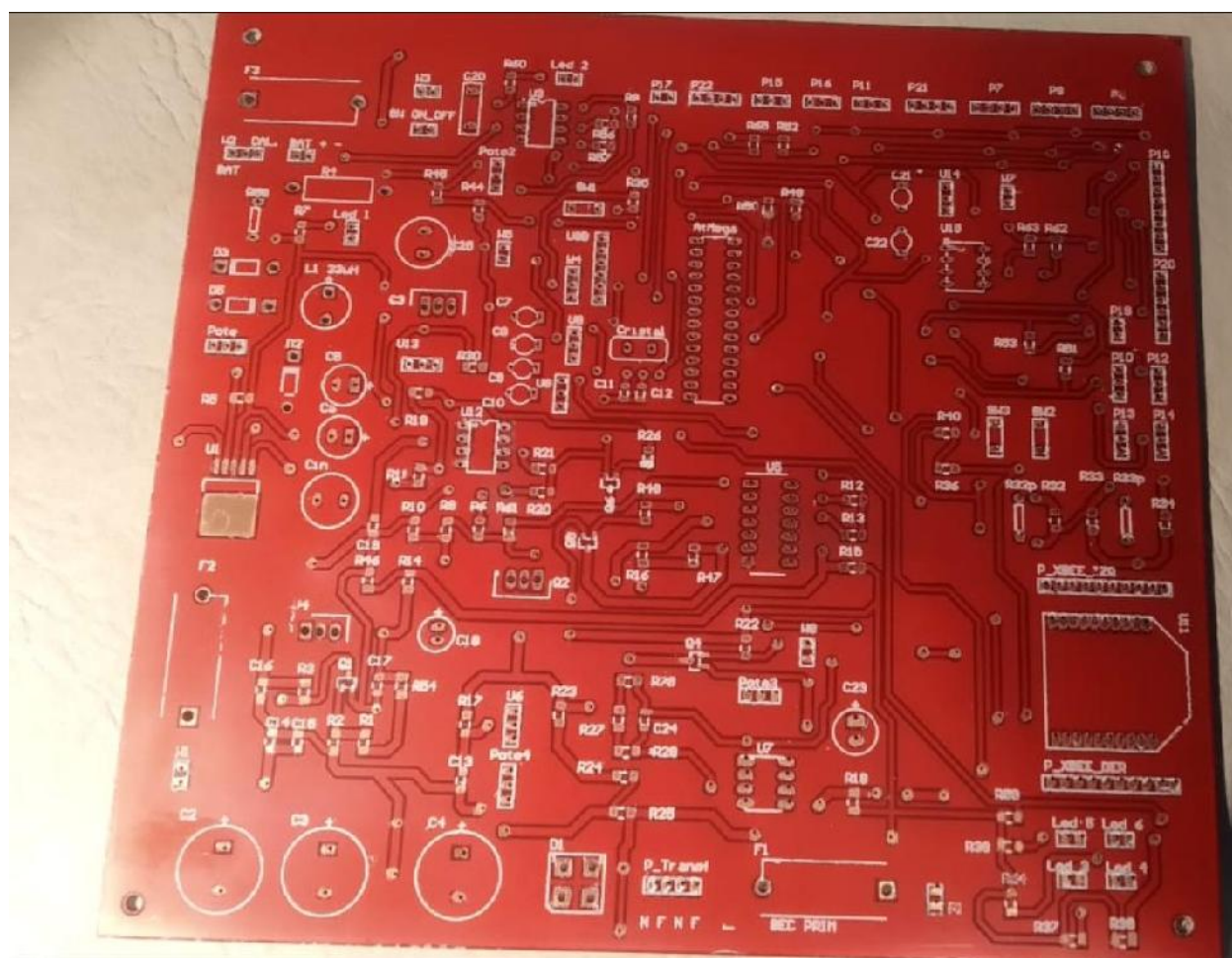


Figura 137: Placa de Nodo impresa. Capa superior.

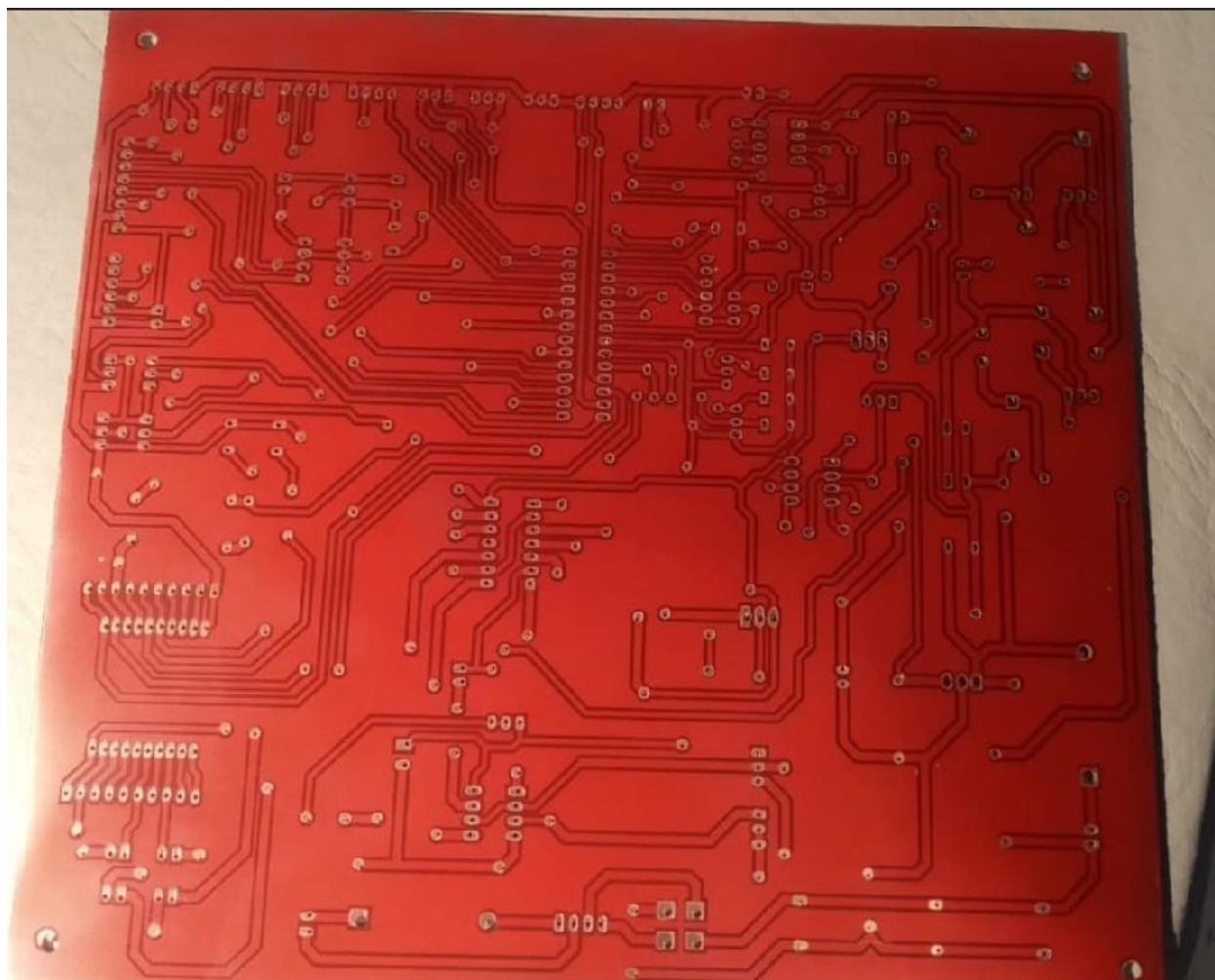


Figura 138: Placa de Nodo impresa. Capa inferior.

Para el montaje del Nodo se utilizó una caja de paso estanca con protección IP65 y tapa frontal desmontable. Las dimensiones internas de la misma son de 295 mm. de largo, 295 mm. de ancho y 160 mm. de profundidad. El tamaño garantiza una disposición de los componentes y cableado interno cómoda y prolija. En la Figura 139 se observa el interior de la caja montada.

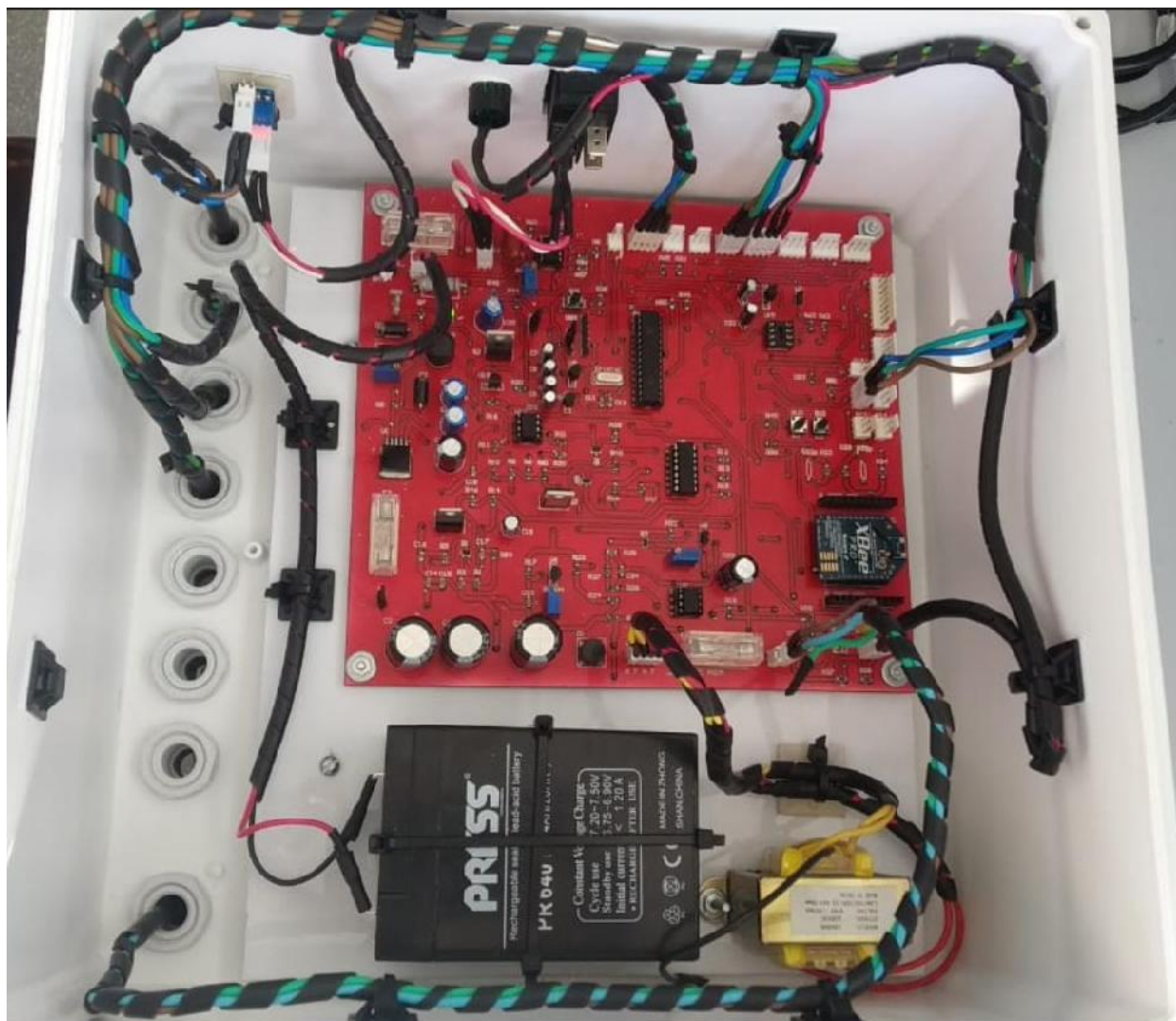


Figura 139: Interior de caja de Nodo.

Al igual que para la Unidad Central, se utilizó una batería de 6V y 4Ah y un transformador de $220V_{AC}$ a $6+6V_{AC}$. Para el cableado interior se utilizaron cables unipolares de sección variable de acuerdo a las corrientes máximas que transporta cada uno. Para los cables que conectan los sensores con la placa se utilizó un cable tipo taller de $3 \times 0,75 \text{ mm}^2$. La alimentación de $220V_{AC}$ se realizó con un cable tipo taller de $3 \times 1 \text{ mm}^2$. Todas las acometidas de cables a la caja se canalizaron por medio de prensacables. Se contemplaron 3 prensacables libres para uso futuro. También y al igual que para la Unidad Central, todas las conexiones a la placa se hicieron a través de conectores *Molex*.

En una de las paredes laterales de la caja se ensambló la tecla de encendido general. Además, se amuró un LED de 10 mm. de alto brillo color verde para indicar el encendido del Nodo para el usuario.

2.5.5 Pruebas y Resultados de Nodo

Una vez montado el Nodo se procedió a realizar una serie de prueba para verificar su correcto funcionamiento.

Gran parte de las pruebas realizadas son las mismas que las mencionadas en la sección [2.4.4 Pruebas y Resultados de Unidad Central](#), por lo que en este apartado se mencionarán brevemente.

Primero se verificó el correcto funcionamiento de la etapa de conversión AC/DC. Se corroboraron las tensiones de $220V_{AC}$ y $12V_{AC}$ respectivamente en el conector **P_transf**. Luego se midió la tensión de continua sin carga en el conector W1, luego del puente rectificador y los capacitores. La misma fue de 16,8V.

El siguiente paso fue verificar el funcionamiento del regulador de tensión de 12V U4. Se verificó que a la salida se tengan 12V. Se obtuvieron 12,2V que es un valor tolerable para la aplicación.

Luego se controló el funcionamiento del convertidor DC/DC U1. Para ello se colocó el *jumper* W2 a/pin "CAL." correspondiente a R₅₉. Posteriormente se giró el potenciómetro "**Pote**" para llevarlo a sus dos extremos y verificar la excursión máxima de la salida del regulador. La misma fue de 1,23V a 9,6V. El resultado es correcto teniendo en cuenta que el valor máximo es de 10V y las diferencias pueden deberse principalmente a los valores reales de las resistencias. Este valor se mide antes del diodo D₃. Luego se configuró la tensión máxima igual al valor de carga de flote de la batería a utilizar, que es de 6,8V.

El próximo paso fue probar el limitador de corriente del convertidor DC/DC. Para ello se conectó una carga de prueba para simular una corriente y ajustar su valor máximo a través de **Pote2**. Este se dejó en 400 mA que corresponde a un valor de carga correcto para la batería, sin someterla a valores mayores que podrían dañarla.

Una vez configurado el convertidor DCDC, se probó el circuito de gestión de batería. Para ello se utilizó una fuente de tensión continua variable para poder verificar los cortes de niveles de tensión dados por U7A y U7B. Primero se ajustaron los potenciómetros **Pote3** y **Pote4** para obtener los niveles de corte. Luego se varió la tensión de la fuente y se verificó las salidas de cada operacional para controlar si los ajustes respondían correctamente.

Luego se probó el circuito con batería y con alimentación en diferentes oportunidades. Se observó que el mismo respondía correctamente de acuerdo a lo diseñado.

El siguiente paso fue verificar las tensiones de salida de los reguladores de 5V y 3,3V. Posteriormente se verificaron las tensiones en los pines de cada integrado (microcontrolador, Xbee, etc.).

Finalmente se procedió a montar los componentes y realizar una prueba íntegra de funcionamiento.

Para el caso del Nodo se verificó el consumo de corriente de la etapa posterior a la batería. El mismo fue de 37,2 mA. Luego se midió el consumo del Xbee en su estado de bajo consumo o modo *Sleep*. El mismo resultó ser de 200 μ A.

El Nodo se probó con la Unidad Central funcionando de manera conjunta. Se probaron varios escenarios posibles como desconexiones y reconexiones aleatorias, para corroborar la respuesta del sistema. El sistema respondió correctamente en todos los casos.

El sistema se dejó funcionando alimentado de la red durante dos (días) seguidos para verificar que no existiesen fallas por uso prolongado tanto a nivel *hardware* como *software*. El sistema a futuro será sometido a pruebas de mayor duración con el mismo fin.

Respecto al alcance, se realizaron pruebas con cada punto distanciado a 45 metros de distancia. Uno de ellos se encontraba dentro de una habitación. El sistema respondió correctamente a esta distancia.

A continuación, se muestra En la Tabla 7 algunos valores registrados del sistema.

		Nodo 1				Nodo 2			
Fecha	Hora	Temp Amb	Hum Amb	Temp Suelo	Hum Suelo	Temp Amb	Hum Amb	Temp Suelo	Hum Suelo
16/3/2020	19:32	22,93	70%	22,93	0%	22	63%	23	0%
16/3/2020	19:37	22	69%	22	0%	22,5	64%	23,5	0%
16/3/2020	19:41	22,37	67%	22,37	0%	22,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	19:46	22,56	67%	22,56	0%	22,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	19:51	22,56	67%	22,56	0%	22,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	19:56	22,62	67%	22,62	0%	22,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	20:01	22,75	67%	22,75	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:07	22,68	67%	22,68	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:11	22,68	67%	22,68	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:16	22,68	67%	22,68	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:21	22,68	67%	22,68	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:27	22,62	67%	22,62	0%	22,5	66%	23,5	0%
16/3/2020	20:31	22,37	67%	22,37	0%	22	66%	23	0%
16/3/2020	20:36	22,12	66%	22,12	0%	22	64%	23	0%
16/3/2020	20:42	21	66%	21	0%	21,5	64%	23,5	0%
16/3/2020	20:47	22,93	66%	22,93	0%	21,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	20:52	21,81	66%	21,81	0%	21,5	65%	23,5	0%
16/3/2020	20:56	21,75	66%	21,75	0%	21,5	65%	22,5	0%
16/3/2020	21:02	21,75	66%	21,75	0%	21,5	65%	22,5	0%
16/3/2020	21:06	21,68	66%	21,68	0%	21,5	65%	22,5	0%
16/3/2020	21:11	21,68	67%	21,68	0%	21	65%	22	0%
16/3/2020	21:17	21,62	66%	21,62	0%	21	65%	22	0%
16/3/2020	21:21	21,62	67%	21,62	0%	21	65%	22	0%

Tabla 7: Valores adquiridos por Unidad Central.

Por último, En la Figura 140 se muestra un gráfico de las medidas adquiridas.

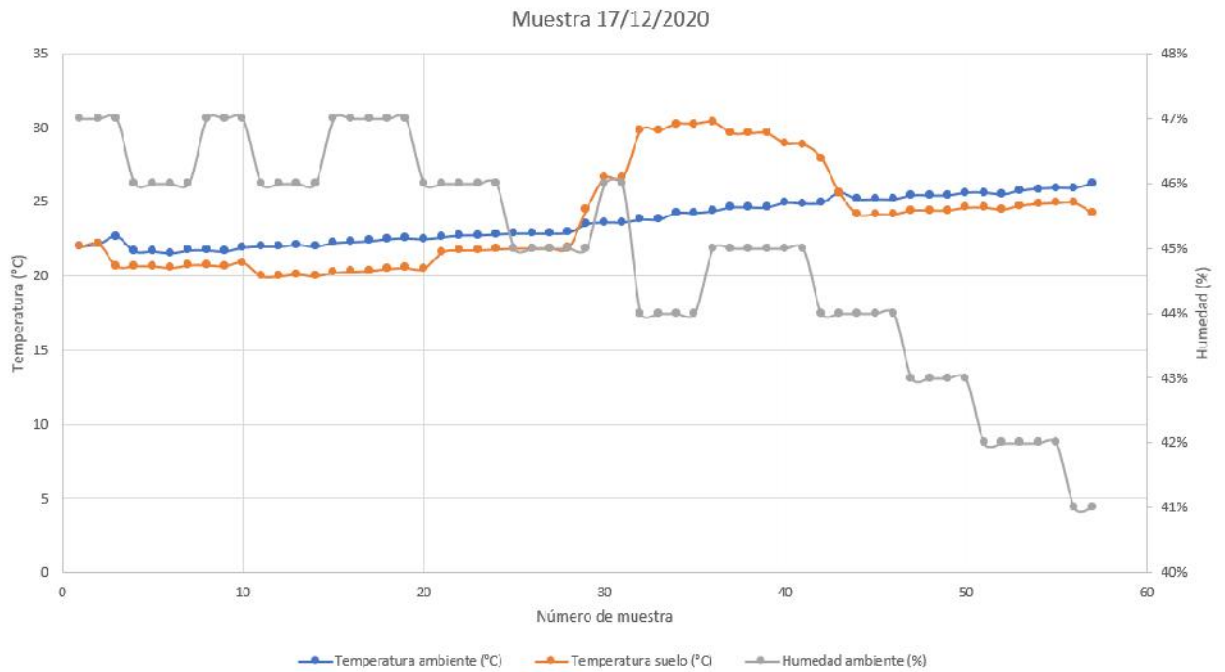


Figura 140: Valores de sensores graficados.

3. Conclusiones

Luego de haber desarrollado y probado cada sistema, se concluye que el diseño planteado en cada producto cumple satisfactoriamente su función, así como con los requisitos del cliente planteados en la [Sección 1.3 – Especificaciones del cliente.](#)

Se considera que los desarrolladores han logrado los objetivos académicos que el Trabajo Final propone. El trabajo en su totalidad contempló etapas de investigación de tecnologías, evaluando sus ventajas y desventajas para elegir las más convenientes, asesoramiento a través de diversas fuentes de información como se detalla en la bibliografía, el propio diseño del circuito y su posterior armado y prueba final. Se profundizaron conceptos sobre comunicaciones inalámbricas, comunicación serie y diversos protocolos de comunicación, programación de microcontroladores, simulación de circuitos en *software* acordes y desarrollo de placas de circuito impreso. También se realizó un estudio de las baterías de gel para poder utilizarlas de forma óptima, desarrollando un sistema de carga adecuado para las características.

También se aprendieron algunos conceptos necesarios para entender el desarrollo del sistema, como lo son el índice UV, que rayos lo componen y cómo se obtiene matemáticamente. Sucede lo mismo con la intensidad de la luz.

El hecho de realizar el sistema para un cliente final hizo que se tengan en cuenta aspectos adicionales como satisfacción y realimentación por parte del cliente, desarrollo y cumplimiento de cronogramas y fechas de entrega, elaboración de estudio del mercado frente a productos de la competencia, así como de tecnologías disponibles para el desarrollo de la solución, confección

de presupuestos y cotización del producto. Además, se han desarrollado en paralelo manuales de usuario y mantenimiento como parte del soporte para el cliente a la hora de la manipulación y eventuales tareas de mantenimiento. El diseño Final del sistema como producto contempla además su adecuada presentación para su posterior uso, teniendo en cuenta los factores externos que lo rodean, como las condiciones ambientales donde se utilizará, el tipo de operarios que lo usarán, etc. Todas estas consideraciones aumentan el alcance en cuanto al desarrollo del Trabajo Final, pudiéndose lograr satisfactoriamente.

Se logró desarrollar dos sistemas funcionales, capaz de interactuar con el usuario de acuerdo a sus necesidades, con capacidad de adaptarse a futuras mejoras. Además, ambos sistemas contemplan factores importantes relativos al mercado como lo son la disponibilidad de componentes relevantes, así como la competitividad en el precio.

Finalmente se lograron desarrollar sistemas orientados a productos capaces de ser insertados en el mercado y adaptables a nuevas necesidades de otros clientes.

4. Mejoras futuras

- Además de los sensores de las variables, se implementó la medición del nivel de tensión de la batería a través de un divisor resistivo. Este valor ingresa al pin analógico PC0 del microcontrolador. El divisor resistivo está calculado para que, en el caso de máxima tensión de batería, que es 7,2V, la salida del divisor resistivo de 5V. La relación entre entrada y salida es entonces de 0,694 veces. El divisor se implementó con las resistencias R_{44} y R_{45} del esquemático, y la relación entre ellas es $R_{45} = 2,272R_{44}$. Adoptando $R_{44} = 10k\Omega$ se obtiene que $R_{45} = 22,72 k\Omega$. Este nivel se puede utilizar para dar aviso desde la Unidad Central que es necesario recargar la batería del Nodo.
- Para disminuir el consumo de los Nodos, se puede modificar el circuito para apagar el microcontrolador y los sensores cuando no se necesite censar las variables en cada punto. Entonces sólo funcionarían cuando el módulo *Xbee* reciba la petición por parte del coordinador de la Unidad Central. Para lograr esto se puede hacer uso del pin *On/Sleep* el cual se activa cuando el dispositivo *Xbee* sale del modo de bajo consumo (que es cuando recibe información por radiofrecuencia). Este pin puede comandar un transistor por ejemplo que actúe en corte y saturación y permita el paso de corriente hacia los reguladores LDO U8 y U9. También puede configurarse un pin digital del *Xbee* para realizar una acción similar. El microcontrolador de cada Nodo por su parte puede entrar en un modo de bajo consumo al finalizar el envío de información al *Xbee*. Para volver a su estado de operación normal se puede enviar una interrupción desde el módulo *Xbee* cuando sea necesario.
- Otra de las opciones para disminuir el consumo del sistema es reducir la frecuencia del cristal que maneja el reloj del microcontrolador en los Nodos. El manual de usuario del microcontrolador brinda el gráfico de la Figura 141 donde se puede observar la dependencia del consumo de corriente del microcontrolador en función de la frecuencia de operación y la tensión de alimentación. Manteniendo la alimentación de 5V, se observa que disminuyendo la frecuencia de operación la corriente consumida disminuye. Si por ejemplo se reduce la frecuencia a 8 MHz, la corriente disminuye de 9mA a 5 mA, lo que significa una reducción del 45% del consumo del microcontrolador.

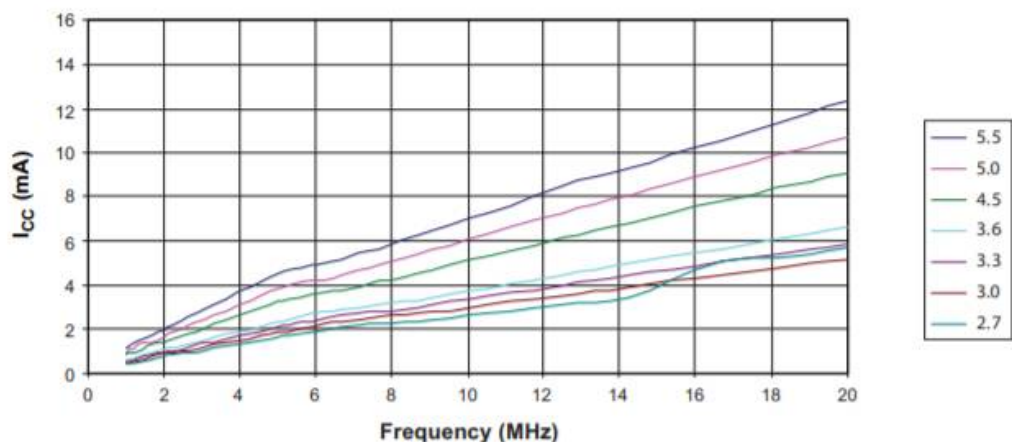


Figura 141: Curva Corriente vs frecuencia de reloj interno del microcontrolador Atmega328p para diferentes tensiones de operación.

Extraído de “ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller with 32k Bytes In-System Programmable Flash DATASHEET” p. 268- Figura 29-1- “Active Supply Current vs Frequency”. *Atmel* Corporation. Copyright 2015 *Atmel* Corporation.

Es importante aclarar que dependiendo la función que esté realizando el microcontrolador no siempre es posible reducir la frecuencia de operación del mismo. Para las necesidades de los sistemas planteados que no comprenden operaciones críticas en cuanto a tiempos de procesamiento esta acción es posible.

- Como se menciona en la Sección [2.4.1.2 Comunicación e interfaz con usuario](#), no se ha implementado la opción de Configuración en la Unidad Central donde podrían modificarse algunos parámetros relativos al sistema, como por ejemplo el tiempo de toma de muestras, ajuste y configuración de la fecha, parámetros de configuración de la red, etc. Por lo que una mejora futura es el desarrollo de este módulo. Estos parámetros deberían poder ser ingresado por el usuario, y la información se insertará y actuará en el código de operación del microcontrolador de la Unidad Central.

- El sistema de Nodos y Unidad Central puede ampliar sus funcionalidades al incluir conectividad a *Internet*. De esta forma, se pueden crear aplicaciones *web* y móviles para monitorear el estado del invernadero de forma remota, por ejemplo. También se puede dotar al sistema de tecnología GSM/GPRS para establecer comunicaciones a dispositivos celulares con el fin de emitir alertas y consultar el estado del invernadero. Tanto el microcontrolador de la Unidad Central como el Nodo disponen de pines adicionales que se pueden destinar a desarrollar ambas alternativas.

- Se puede utilizar la información recolectada de cada Nodo para implementar sistemas de control sobre algunos elementos del invernadero. La infraestructura dispone de motores, bombas de riego, calderas que por ejemplo que suelen activarse o no dependiendo de si se cumplen ciertas condiciones de temperatura y humedad dentro del invernadero. El sistema puede adaptarse para poder configurar estas condiciones y controlar dispositivos de potencia como relés, contactores, por citar algunos ejemplos.

- Para el luxómetro, se puede rediseñar la placa PCB del segundo prototipo priorizando la reducción de sus dimensiones. De esta forma el tamaño final de la carcasa también puede reducirse, resultando más cómodo para su utilización. Reemplazar los componentes por su equivalente SMD es una opción para lograr el cometido.

- Adicionalmente, se puede rediseñar el alojamiento de sensores de UV y luminosidad del luxómetro con el fin de evitar el uso del vidrio protector y los errores que genera.

5. Bibliografía y referencias.

- *“Xbee/Xbee-PRO Zigbee RF Modules User Guide”*. DIGI International.2018.
- *“DS18B20 Programmable Resolution 1-wire® Digital Thermometer”*. Hoja de datos de Dallas Semiconductor.
- *“DS18B20 Programmable Resolution 1-wire Digital Thermometer”*. Hoja de datos de MAXIM Integrated. 19-7487; Rev. 6; 7/19. Copyright 2019.
- *“Convertidores DC-DC”*. Cátedra de Sistemas de Control (403 – 4C8). Departamento de Electrónica. Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional de Mar del Plata.
- *“LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 3A Step-Down Voltage Regulator”*. Hoja de datos de National Semiconductor. 2002.
- *“ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller with 32k Bytes In-System Programmable Flash DATASHEET”*. Atmel Corporation. Copyright 2015 Atmel Corporation.
- *“Building Wireless sensor networks”* Robert Faludi. 2010. Editorial O’Reilly Copyright © 2011 Robert Faludi.
- *“AN10216-01 I2C Manual”* Irazabal, Blozis. Philips Semiconductors March 24, 2003.
- *“LM185-2.5-N/LM285-2.5-N/LM385-2.5-N Micropower Voltage Reference Diode”*. Texas Instruments. SNVS743D –diciembre de 1999–Revisado en Marzo de2013.
- *“Si1145/46/47: PROXIMITY/UV/AMBIENT LIGHT SENSOR IC WITH I2C INTERFACE”*. Rev. 1.1 12/13. Silicon Labs. Copyright © 2013 by Silicon Laboratories
- *“Ultraviolet Sensor IC with Voltage Output ML8511 (UV Photodiode + Amp) Application Note”*. ROHM Sensing Solutions. No.0000000016.
- *“BH1750FVI Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC Technical Note “*. No.11046EDT01. 2011.11 - Rev. ROHM Semiconductor.
- *“ILUACIHER9000. MEDIDOR DE ILUMINACIÓN DIGITAL. MANUAL DE INSTRUCCIONES”* The pure Factory.

6. Apéndices

6.1 Protocolo 1-wire

El protocolo *1-wire* es un sistema de comunicación diseñado para conectar sensores y dispositivos con una sola línea señal. Este sistema se usa para dispositivos de baja velocidad y bajo consumo de corriente. El Sistema permite dos formatos de velocidad de comunicación. El primero es velocidad estándar de 16,3 *kbit/s*, mientras que un segundo modo llamado *overdrive* permite la comunicación a una velocidad 10 veces superior a la estándar.

Este protocolo utiliza una sola línea de comunicación. La transferencia de datos es *half-duplex*, por lo que es bidireccional, pero primero viaja en un sentido y luego en otro. El bus tiene una topología maestro-esclavo, donde puede haber uno o más esclavos y uno sólo maestro que es el que controla la transferencia de la información en el bus. El maestro es el que inicializa todas las transferencias en la línea de datos. La transferencia de datos solo es posible entre maestro y esclavos, no entre esclavos. No se necesita un reloj que sincronice a los dispositivos en este protocolo ya que cada esclavo es sincronizado por un oscilador interno activado por el flanco negativo en el bus. La Figura 142 muestra el esquema de la topología el bus *1-wire*.

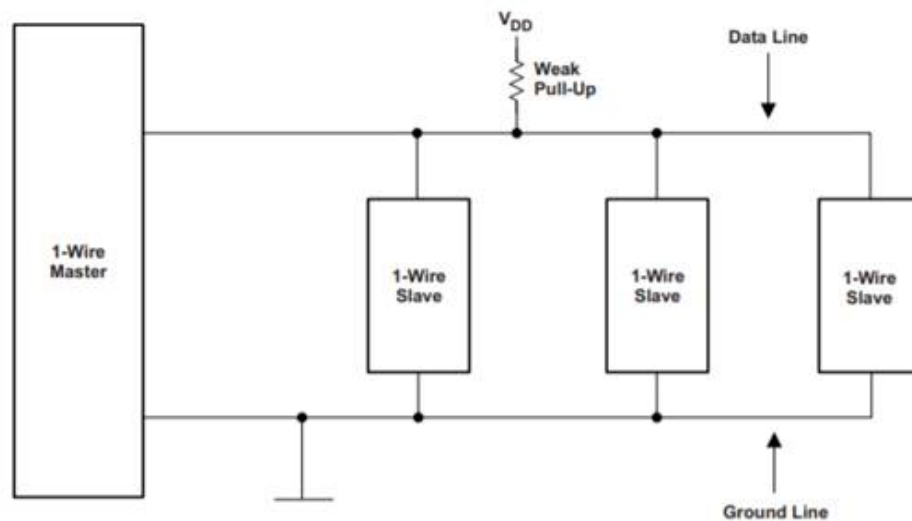


Figura 142: Topología bus 1-wire.

Para la correcta comunicación, se debe conectar una resistencia de *Pull-Up* entre la alimentación y la salida de datos de los esclavos. El bus es llevado a estado *BAJO* cuando por lo menos uno de los dispositivos lleva el bus a estado *BAJO*. Para comunicaciones a una tasa de transferencia estándar se utilizan resistencias del orden de los 10kΩ. Para Comunicaciones de mayor velocidad las resistencias son de valores menor a 1 kΩ.

Hay cuatro tipos de señales que permite el protocolo. Éstas son:

- Secuencia de *Reset* con pulso de *Reset* y *Answer to reset (ATR)*: Se utiliza para que los dispositivos esclavos confirmen su presencia en el bus mandando una señal *ATR*, llevando la línea a estado *BAJO*. Cuando el maestro lee la línea y detecta este estado entonces sabe que por lo menos un dispositivo está conectado al bus. La Figura 143 resume este proceso.

Operation	Description	Implementation
Reset	Reset the 1-Wire bus slave devices and prepare them for a command.	Drive the bus low for 480 μ s to reset all the slaves. The master then samples the bus for the next 240 μ s while the slaves Answer to Reset (ATR).

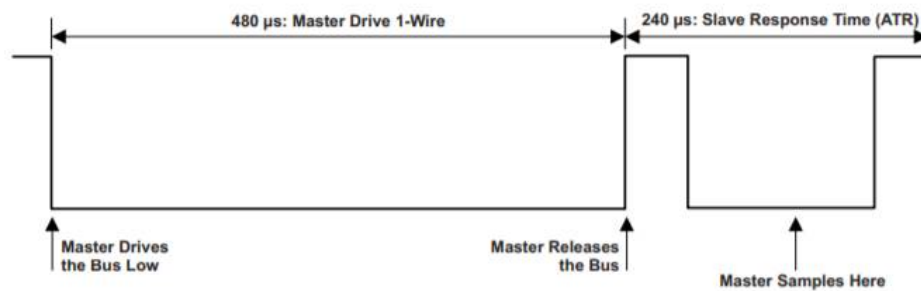


Figura 143: Operación de *sensado* de bus con pulso *Reset*.

- Escribir un 0 en el bus

Para escribir un 0 en el bus se lleva durante 60 μ s el bus a estado BAJO. LA Figura 144 muestra el proceso.

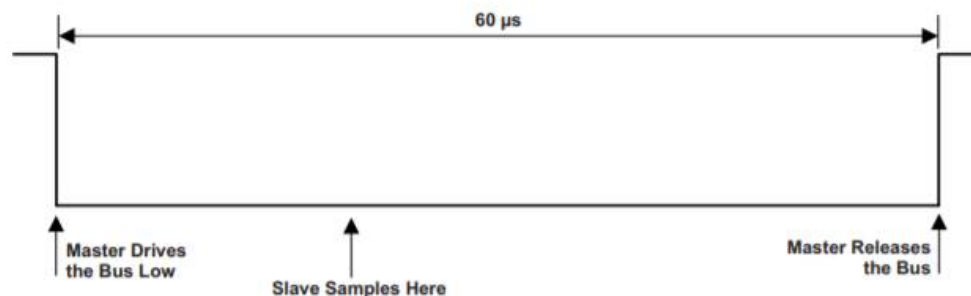


Figura 144: Escribir un 0 en el bus 1-wire.

- Escribir un 1 en el bus

Para escribir un 1 en el bus se lleva durante 15 μ s o menos el bus a estado BAJO. Luego se debe liberar el bus durante 60 μ s dejándolo en estado ALTO. La Figura 145 describe la acción.

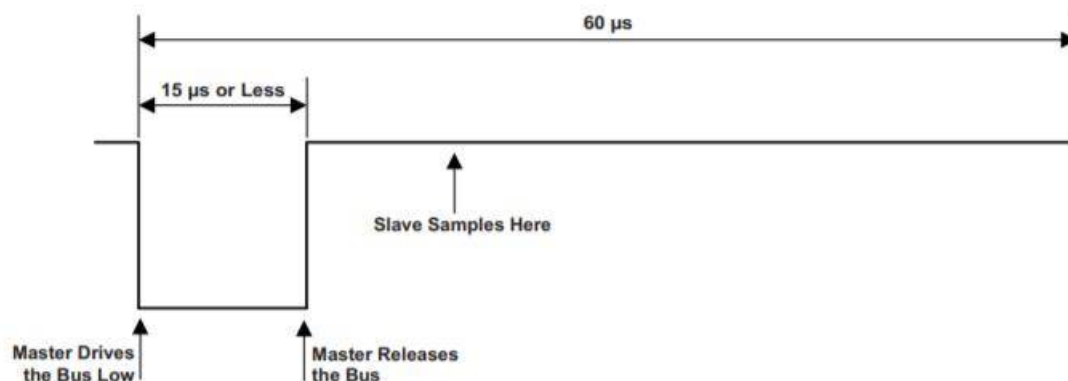


Figura 145: Escribir un 1 en el bus 1-wire.

- Leer un *bit* del bus.

La lectura del *bit* es parecida a escribir un 1 en la señal, con la diferencia de que el maestro lee en vez de escribir. Para leer un *bit* el maestro lleva el bus a estado BAJO durante $1\mu\text{s}$ a $15\mu\text{s}$. Luego el maestro libera el bus y lee $15\mu\text{s}$ luego de liberarlo.

Los dispositivos esclavos con protocolo *1-wire* disponen de fábrica una dirección única de 64 *bit* almacenada internamente, también conocida como su número ROM. Los 8 *bits* menos significativos de la dirección otorgan el código de familia del dispositivo. Los 48 *bits* siguientes otorgan y número de serie del dispositivo. Finalmente, los 8 *bits* más significativos son el Código de error CRC proveniente de los 56 *bits* restantes.

La operación del bus por parte del maestro puede resumirse como un ciclo que consta de tres grandes bloques. La Figura 146 resume la operación.

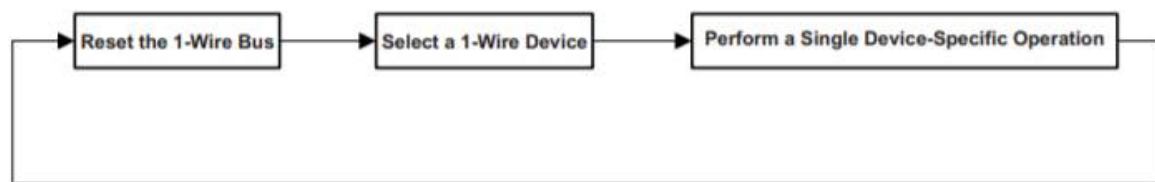


Figura 146: Operación cíclica de protocolo 1-wire por parte del maestro.

6.2 Protocolo *1-wire* para DHT22

El protocolo *1-wire* para el sensor DHT22 comparte varias similitudes con el protocolo implementado para el DS18B20. El conexionado de *hardware* es el mismo. La resistencia *Pull-Up* a utilizar entre el pin de datos y la alimentación es de $10\text{ k}\Omega$. La comunicación también es *half-duplex* y el maestro recibe un paquete de 40 *bits* donde los primeros 16 *bits* son la información de humedad relativa, seguidos de 16 *bits* de temperatura, y finalmente los 8 *bits* restantes son de *check-sum* para verificación de errores.

Para lograr la comunicación, el maestro debe enviar una señal de *Start* al sensor. Para ello el maestro lleva la línea de datos a estado BAJO durante 1 ms a 10 ms . Luego libera la línea durante $20\mu\text{s}$ a $40\mu\text{s}$. Cuando el sensor detecta la señal de *Start* lleva el bus a estado BAJO durante $80\mu\text{s}$, luego lo lleva a estado ALTO por $80\mu\text{s}$. A partir de este punto ya se puede comenzar a enviar información. La Figura 147 resume el proceso.

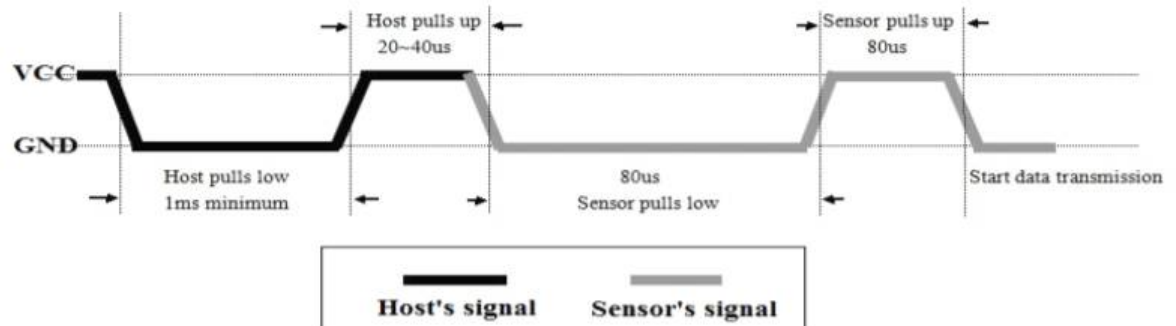


Figura 147: Inicio de transmisión de datos protocolo 1-wire para DHT22.

Cuando el sensor envía información al microcontrolador cada transmisión de *bit* comienza con la línea en estado BAJO que dura 50 μs , luego si se quiere transmitir un 1 se lleva la línea a estado ALTO durante 26 μs a 28 μs aproximadamente. Por otro lado, si se envía un 0 se lleva la línea a estado ALTO durante 70 μs . Luego para ambos casos se lleva la línea a un estado BAJO. La Figura 148 resume lo explicado recientemente.

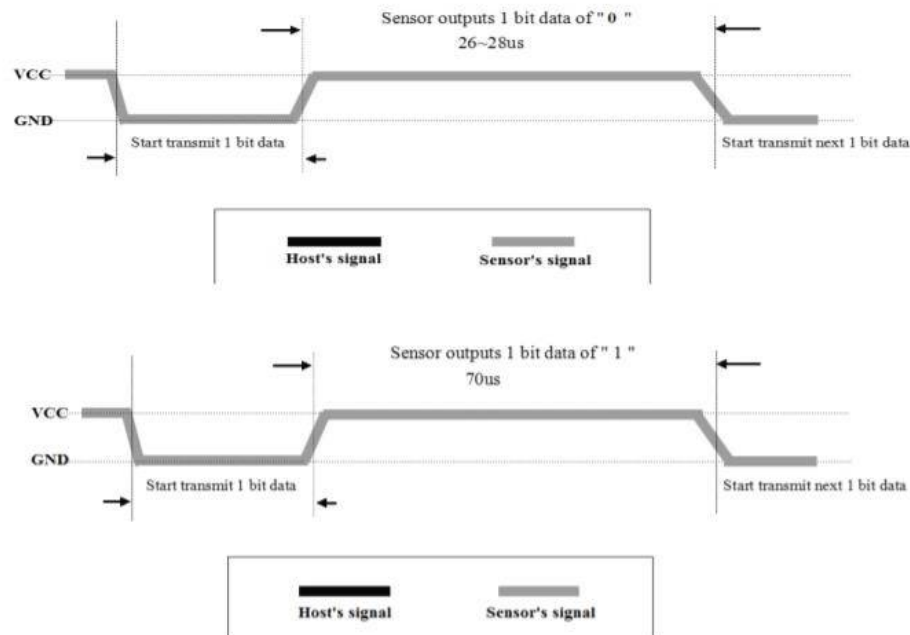


Figura 148: Envío de información de protocolo 1-wire para DHT22.

6.3 Protocolo I2C

El protocolo Circuito Inter integrado (I2C, del inglés *Inter-Integrated Circuit*) es un bus serie de datos desarrollado en 1982 por *Philips Semiconductors*. Se utiliza principalmente para la comunicación entre diferentes partes de un circuito, por ejemplo, entre un controlador y circuitos periféricos integrados.

En el diagrama de la Figura 149 se encuentran representados tres dispositivos. El I2C precisa de dos líneas de señal: reloj (CLK, *Serial Clock*) y la línea de datos (SDA, *Serial Data*). Ambas líneas precisan resistencias de *pull-up* hacia VDD (alimentación general). Cualquier dispositivo conectado a estas líneas es de drenador o colector abierto (*Open Colector*), lo cual en combinación con las resistencias *pull-up*, crea un circuito *Wired-AND*. El nivel alto debe ser de al menos 0,7 x VDD y el nivel bajo no debe ser más de 0,3 x VDD.

El Bus I2C trabaja con lógica positiva, esto quiere decir que un nivel alto en la línea de datos corresponde a un 1 lógico, el nivel bajo a un 0.

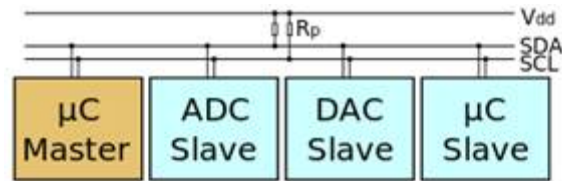


Figura 149: Ejemplo de esquemático con un maestro (un microcontrolador) y tres Nodos esclavos (un ADC, un DAC, y otro microcontrolador) con resistencias *pull-up* R_p .

La señal de reloj siempre es generada por el maestro. Para cada modo especificado, está predeterminado respectivamente un pulso de reloj máximo permitido. En general, también pueden ser utilizadas señales de reloj más lentas, siempre y cuando sean compatibles con la interfaz del maestro.

Si el esclavo necesita más tiempo que el dictado por el reloj del maestro, puede mantener, entre la transferencia de *bytes* individuales, la señal de reloj en nivel bajo o low (clock-stretching) para frenar de este modo al maestro.

Los datos (*bits* individuales) sólo son válidos si su nivel lógico no cambia durante una fase de reloj alta. Las excepciones son el inicio, la parada, y la señal de inicio repetida o *reset*. La señal de arranque es un flanco descendente en SDA mientras SCL se encuentra en nivel alto. La señal de parada es un flanco ascendente en SDA mientras SCL está en nivel alto. La señal de *reset* se comporta de igual manera que la señal de inicio.

Una unidad de datos consta de 8 *bits* todos iguales a 1 y un *bit* de ACK. Este *bit* de confirmación (*Acknowledge*) es señalizado por un esclavo como NACK (*not acknowledge*) con un nivel alto, durante un nivel bajo en SDA y el noveno nivel alto de SCL (que sigue siendo generado por el maestro). El esclavo debe poner un nivel bajo en SDA antes de que SCL cambie a nivel alto, de lo contrario otros participantes podrían interpretar esto como una señal de arranque.

La dirección de I2C estándar es el primer *byte* enviado por el maestro, aunque los primeros 7 *bits* representan la dirección y el octavo *bit* (*R/W-Bit*) es el que comunica al esclavo si debe recibir datos del maestro (*LOW*) o enviar datos al maestro (*HIGH*). Por lo tanto, I2C utiliza un espacio de direccionamiento de 7 *bits*, lo cual permite hasta 112 dispositivos en un *bus* (16 de las 128 direcciones posibles están reservadas para fines especiales).

Cada uno de los circuitos integrados con capacidad de soportar un I2C tiene una dirección predeterminada por el fabricante, de la cual los últimos tres *bits* (subdirección) pueden ser fijados por tres pines de control. En este caso, pueden funcionar en un I2C hasta 8 circuitos integrados. Si no es así, los circuitos integrados (que precisan ser idénticos) deben ser controlados por varios buses I2C separados.

6.4 Obtención de la fórmula de la tensión de salida del ML8511.

El índice UV queda determinado por la **Ecuación 18**, donde $SS(\lambda)$ es el espectro de irradiancia solar y $Ery(\lambda)$ es el Espectro de acción eritemal de McKinlay-Diffey (Erythemal Action Spectrum).

$$UVI = \left(\int SS(\lambda) * Ery(\lambda) \right) * 0,04$$

Ecuación 18: Índice UV.

Extraído de “Ultraviolet Sensor IC with Voltage Output ML8511 (UV Photodiode + Amp) Application Note”.
ROHM Sensing Solutions. No.0000000016.

Es importante mencionar que la Ecuación presentada tiene en cuenta las siguientes consideraciones:

- 1-ML8511 mide el total de UV (tanto UVA como UVB).
- 2- La salida de tensión es directamente proporcional del total de la potencia tanto de los UVA como UVB.
- 3- En la mayoría de las condiciones solares, la relación UVA / UVB es un valor fijo. UVI se puede aproximar multiplicando la salida de ML8511 por un factor.
- 4-El error es de $\pm 1UVI$

La Ecuación 18 se transforma la Ecuación 19, donde K1 y K2 son dos factores provenientes del espectro de acción eritemal para UVA (320-400 nm) y UVB (280-320 nm). K1 equivale a 0,00071 y K2 equivale a 0,0522. UVA y UVB en esta ecuación tienen unidades de mW/cm^2

$$UVI = (UVA * K1 + UVB * K2) * 0,04$$

Ecuación 19: Reemplazo de la integral de UVI.

Extraído de “Ultraviolet Sensor IC with Voltage Output ML8511 (UV Photodiode + Amp) Application Note”.
ROHM Sensing Solutions. No.0000000016.

Se asume que el total del espectro UV un 94,1 % corresponde a rayos UVA y un 5,9% corresponde a rayos UVB. Esto es:

$$UVA = UVT * 0,941$$

$$UVB = UVT * 0,059$$

Donde UVA, UVB y UVT se expresan en mW/cm^2 . La Ecuación 19 se desarrolla de la siguiente forma entonces.

$$UVI = (UVA * K1 + UVB * K2) * 0,04 \quad (6.4.2.1)$$

$$UVI = (UVT_{total} * 0,941 * K1 + UVT_{total} * 0,059 * K2) * 0,04 \quad (6.4.2.2)$$

$$UVI = UVT_{total} (0,941 * K1 + 0,059 * K2) * 0,04 \quad (6.4.2.3)$$

Por otro lado, teniendo en cuenta que el sensor entrega 1V cuando no hay potencia de UV y una tensión de 2,2V para una potencia de $10 mW/cm^2$, entonces se puede establecer la relación entre UV y la diferencia de tensión de salida de la siguiente forma:

$$UVT_{total} = \Delta V_{out} * 10.000/0,12$$

Finalmente, reemplazando esta relación en la Ecuación **19** se obtiene finalmente la relación entre índice UV y la tensión de salida del sensor, de acuerdo a la Ecuación **20**. La variable UVI es un escalar en el rango de la escala de valores del índice UV, mientras que V_{out} se expresa en V.

$$UVI = 12,49V_{out} - 12,49$$

Ecuación **20**: Relación entre el índice UV UVI y la tensión de salida del sensor V_{out} .

Extraído de “Ultraviolet Sensor IC with Voltage Output ML8511 (UV Photodiode + Amp) Application Note”.
ROHM Sensing Solutions. No.0000000016.